

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A. MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie Électrique

Polycopie de Cours

COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRO-ENERGETIQUES

Préparé par : Dr. TAMALOUZT Salah

Maître de Conférences B

Laboratoire de Technologie Industrielle et de l'Information (LTII)

MASTER (I & II) ACADEMIQUE EN ELECTROTECHNIQUE &
ELECTROMECHANIQUE

**Filière : Électrotechnique
Électromécanique**



Sommaire

Sommaire

Avant-propos**Chapitre I : Généralités sur les entraînements à vitesse variable des machines électriques**

I.1. Introduction	1
I.2. Eléments d'un entraînement électrique	1
I.3. Différents types de convertisseurs électromécaniques	2
I.3.1 Machine à courant continu	2
I.3.2 Machine asynchrone à cage	2
I.3.3 Machine synchrone à aimant permanent	3
I.4. Point et modes de fonctionnement	3
I.4.1. Plan Couple-Vitesse	3
I.5. Caractéristiques mécaniques des moteurs électriques	5
I.6. Caractéristiques mécaniques des charges entraînées	6
I.6.1. Fonctionnement à couple constant	6
I.6.2. Fonctionnement à puissance constante	6
I.6.3. Fonctionnement à couple proportionnel à la vitesse	6
I.6.4. Fonctionnement à couple proportionnel au carré de la vitesse	6
I.7. Réglage et variation de vitesse d'un moteur électrique	6

Chapitre II : Réglage et variation de vitesse des machines à courant continu

II.1. Introduction	7
II.2. Construction générale d'un moteur à courant continu	7
II.3. Principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu	7
II.4. Grandeurs caractéristiques d'une machine à courant continu	7
II.4.1. Force contre électromotrice	7
II.4.2. Vitesse de rotation	8
II.4.3. Couple électromagnétique	8
II.4.4. Courant dans l'induit	8
II.5. Différents types d'un moteur à courant continu	8
II.5.1. Moteur à excitation séparée	8
II.5.2. Moteur série	10
II.6. Variation de vitesse d'un moteur à courant continu à flux constant	11
II.6.1. Méthodes de réglage de la vitesse	11
II.7. Réalisation de la tension continue variable	13
II.8. Variateurs de vitesse d'une machine à courant continu	14
II.8.1. Variateurs à redresseurs	14
A. Montages non réversible (irréversible)	14
B. Montages réversible	17
II.8.2. Variateurs à hacheurs	21
A. Hacheur série (Dévolteur) non réversible (irréversible)	21
B. Hacheur parallèle (survolteur) non réversible	21
C. Montages réversibles	21
II.9. Régulation de vitesse d'une machine à courant continu à flux constant	22
II.9.1. Modélisation d'un moteur à courant continu à flux constant : (Schéma fonctionnel)	23
II.9.2. Schéma fonctionnel global de la régulation de vitesse du moteur à courant continu	24
II.9.3. Identification des paramètres du schéma fonctionnel de la régulation de vitesse du MCC	25
II.9.4. Dimensionnement des paramètres des régulateurs	26

Chapitre III : Réglage et variation de vitesse des machines asynchrones triphasées par des convertisseurs statiques

III.1. Entraînement électrique en alternatif	29
III.1.1. Onduleur de tension	29
III.1.2. Commande rapprochée	30
III.2. Commande des machines à courant alternatif	32
III.3. Réglage et variation de vitesse de la machine asynchrone triphasée	32
III.3.1. Constitution et principe de fonctionnement	32

III.3.2. Quadrants de fonctionnement	33
III.3.3. Schéma équivalent de la machine asynchrone triphasée	34
III.3.4. Bilan de puissance, le rendement et le couple	34
III.3.5. Fonctionnement de la machine asynchrone	35
III.3.6. Principe de la variation de vitesse de la machine asynchrone triphasée	36
III.3.7. Différents types de variateurs de vitesse de la machine asynchrone triphasée	36
III.3.7.1. Réglage de la vitesse par la modification du nombre de paires de pôles	36
III.3.7.2. Réglage de vitesse à fréquence constante	36
A. Variation de la tension statorique	36
B. Variation de la résistance rotorique	37
C. Cascade hyposynchrone (Variation par récupération de puissance rotorique)	39
III.3.7.3. Réglage de la vitesse à fréquence variable	41
A. Variation de la fréquence statorique	41
B. Fonctionnement à flux constant	42
III.3.8. Commande scalaire	44
III.3.8.1. Commande scalaire en tension	44
III.3.8.2. Commande scalaire en courant	46

Chapitre IV : Commande d'une machine asynchrone triphasée

IV.1. Commande des machines à courant alternatif	48
IV.1.1. Contrôle vectoriel à flux rotorique orienté	48
IV.1.2. Commande directe du couple	48
IV.2. Commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone triphasée	49
IV.2.1. Modélisation de la machine asynchrone en vue de la commande	49
IV.2.2. Commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée	53
IV.2.2.1. Commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone triphasée	53
IV.2.2.2. Estimateurs pour la commande	55
IV.2.2.3. Processus électrique	57
IV.2.2.4. Contrôle du couple et du flux de la machine asynchrone (commande en tension)	57
IV.2.2.5. Fonctionnement en survitesse de la machine asynchrone dans le cas de la commande vectorielle	57
IV.2.2.6. Limite du courant et de la tension statorique	58
IV.2.2.7. Différents types de CVFRO selon la grandeur de commande	59
IV.2.2.7.1. Commande en courant	59
IV.2.2.7.2. Commande en tension	62
IV.3. Dimensionnement des régulateurs utilisés	64
IV.3.1. Réglage du couple	64
IV.3.2. Contrôle de la vitesse	65
IV.4. Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone triphasée	66
IV.4.1. Principe du contrôle direct du couple	66
IV.4.2. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension	66
IV.4.3. Règle du comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)	67
IV.4.3.1. Contrôle du vecteur flux statorique	67
IV.4.3.2. Principe de contrôle du couple de la machine	68
IV.4.4. Sélection du vecteur de tension	68
IV.4.5. Estimation des grandeurs de commande	69
IV.4.6. Correction du flux rotorique et du couple électromagnétique	71
IV.4.7. Elaboration de la table de vérité	72
IV.4.8. Fonctionnement en survitesse de la machine asynchrone pour le contrôle direct du couple	73
IV.4.8.1. Limites de fonctionnement en survitesse	73
IV.4.9. Structure générale de réglage du contrôle direct du couple	74

Chapitre V : Réglage et variation de vitesse des machines synchrones à aimants permanents par des convertisseurs statiques

V.1. Définition et Constitution de la machine synchrone à aimants permanents	76
V.2. Description de la machine synchrone simple étoile à aimants permanents	76
V.3. Bilan des puissances	76
V.4. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (à pôles lisses)	77

V.4.1. Modèle électrique et magnétique de la machine synchrone à aimants permanents	78
V.4.2. Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents	79
V.4.3. Diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents	79
V.4.3.1. Commande en courant	80
V.4.3.2. Commande en tension	80
V.5. Stabilité de fonctionnement d'une machine synchrone à aimants permanents	81
V.6. Variation de vitesse des machines synchrones à aimants permanents	81
V.6.1. Principe de variation de vitesse des machines synchrones à aimants permanents	81
V.6.2. Pourquoi l'autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents	82
V.6.3. Moteur synchrone (MSAP) autopiloté : système commandé en courant	82
V.6.4. Moteur synchrone (MSAP) autopiloté : Système commandé en tension	84
Chapitre VI : Commande des machines synchrones à aimants permanents	
VI.1. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents	85
VI.1.1. Principe de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents	85
VI.1.2. Processus de réglage	86
VI.1.3. Structure de réglage générale	87
VI.1.4. Fonctionnement en survitesse des machines à aimants permanents	87
VI.2. Contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimants permanents	88
VI.2.1. Control du vecteur flux statorique	88
VI.2.2. Contrôle du couple	88
VI.2.3. Structure du système du contrôle direct du couple	88
VI.2.3.1. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique	89
VI.2.3.2. Structure générale de contrôle	89
VI.2.4. Fonctionnement en survitesse de la MSAP dans le cas de la DTC	89
VI.2.4.1. Limites du courant et de la tension	89
VI.2.4.2. Limites du couple	90
Chapitre VII : Récapitulation sur la commande des machines AC (MAS & MSAP)	
VII.1. Comparaison entre les deux structures (les deux types de commandes, CVFRO et la DTC, associées aux deux machines MSAP et MAS)	91
VII.2. Critère de choix entre les trois types de commande développée dans ce travail, Commande scalaire et la CVFRO ainsi que la DTC, appliquée aux machines MSAP et MAS	92
Chapitre VIII : Commande des machines spéciales : Moteurs pas à pas	
VIII.1. Définition	93
VIII.2. Description et classification des moteurs pas à pas	93
VIII.2.1. Moteur à aimant permanent	93
VIII.2.1.1. Principe et constitution	93
VIII.2.1.2. Principe de fonctionnement	93
A. Commande en pas entier, mode monophasé	93
B. Commande symétrique en pas entier, en biphasé	94
C. Commande asymétrique en demi pas, en monophasé ou en biphasé	95
D. Commande symétrique en demi pas, en monophasé ou en biphasé	95
VIII.2.2. Moteur pas à pas à réluctance variable	96
VIII.2.2.1. Constitution	96
VIII.2.2.2. Principe de fonctionnement	96
VIII.2.3. Moteur pas-à-pas hybride	97
VIII.2.3.1. Constitution	97
VIII.2.3.2. Technologie des moteurs pas à pas hybrides et principe de fonctionnement	97
VIII.3. Comparaison des trois types de moteurs pas à pas	98
VIII.4. Comportement mécaniques des moteurs pas à pas	98
VIII.4.1. Caractéristiques statiques	98
VIII.4.2. Caractéristiques dynamiques	98
VIII.4.2.1. Déplacement d'un pas	98
VIII.4.2.2. Enchaînement d'un pas	98
VIII.5. Alimentation des moteurs pas à pas	99



AVANT PROPOS

AVANT PROPOS

Ce document est un support de cours destiné aux étudiants de master (I et II) des deux filières : Electrotechnique et Electromécanique, toutes spécialités incluses. Il constitue une base pour les étudiants sur les entraînements électrique d'une manière générale. En particulier, la commande de l'association machines électriques et convertisseurs statique. Ce polycopié constitue une suite des deux matières suivantes ; Commande des machines et commande des entraînements électromécaniques, enseignées aux étudiants troisièmes années électrotechnique et troisièmes années électromécanique, respectivement.

C'est un cours complet, illustre de nombreux schémas clairs et précis avec des développements et descriptions mathématique décrivant les modèles des différentes parties de chaque système étudié. Il est destiné à accompagner le travail personnel et la progression de l'étudiant et à l'aider dans la perfection de ses connaissances dans le choix et la mise en œuvre des systèmes de variations, de commandes des grandeurs de contrôles des différentes machines de bases utilisées dans notre vie quotidienne ; notamment, la position, la vitesse et le couple.

Le document a pour ambition de présenter, de la manière la plus complète possible, le fonctionnement et les formulaires détaillés concernant les principaux schémas de commandes des principaux systèmes d'entraînements électriques, en s'appuyant sur les trois principaux types de machines électriques associés aux différents convertisseurs statiques,

Cela explique les quatre principales parties du cours, subdivisés en sept chapitres principaux avec un chapitre supplémentaire, qui est récapitulatif :

Le premier chapitre s'intéresse à la description et la définition des différentes parties d'un entraînement électrique et à des généralités sur les entraînements à vitesse variable des systèmes électromécaniques. Ce qui a permis de décrire les notions de bases à maitre en valeur dans l'association des trois éléments suivants : convertisseurs, machines électriques et les chaînes cinématiques.

L'objectif du deuxième chapitre, été de mettre en valeur le réglage et variation de vitesse des machines à courants continus. Cela est basé sur plusieurs étapes décrivant des chaînes d'entraînements à base des MCC, commençant par la constitution et le principe de fonctionnement des MCC, puis on s'est intéressé aux différents types de MCC selon l'excitations. L'étude et la description des différents types de variateurs de vitesses selon la réversibilité, la source d'alimentation, le niveau de puissance et la gamme de vitesse sont traité dans la seconde partie de ce chapitre. La dernière partie de celui-ci est consacrée à la commande et la régulation de vitesse de la machine à courant continu à excitation séparée.

Le réglage et la variation de vitesse des machines asynchrones triphasées par des convertisseurs statiques été le cœur du chapitre III. En passant par une description plus ou moins détaillée de cette machine, permettant de décrire les différentes notions de bases sur celle-ci et sur son fonctionnement. Ce qui nous a permis de développer son schéma équivalent et d'indiquer le principe de variation de vitesse de la MAS. Cela, a permis de décrire ses principaux variateurs de vitesse, basés sur des convertisseurs statiques. L'exploitation de la combinaison de la fréquence et la tension d'alimentation a permis de faire apparaître la notion de la commande scalaire de la machine asynchrone. Cette commande été l'objectif de la dernière partie de ce chapitre. Où, nous avons développé tous les principes de base de cette commande, en passant par un développement mathématique dans l'objectif est d'aboutir

au schéma global de la commande scalaire, en boucle ouverte ou fermée soit en tension ou en courant selon la grandeur à manipuler.

La limitation de la commande scalaire au régime permanent de fonctionnement de la MAS, nous a conduit au quatrième chapitre qui est consacré à la commande et la régulation de vitesse de cette machine par deux types de commandes vectorielles, la première été la commande à flux rotorique orienté (CVFRO) et la seconde été le contrôle direct du couple (DTC), assurant les deux régimes de fonctionnement, du transitoire au permanent. Le développement de chaque type de ces commandes, a exigé la modélisation et la mise en équations de toute la chaîne d'entraînement passant par le convertisseur statique et la machine asynchrone jusqu'à la charge mécanique entraînée. Le développement des fondements de ces deux types de commandes a conduit à définir les structures de bases des différentes commandes commençant par les différents types de CVFRO. Selon la grandeur de commande on peut définir la commande en courant et en tension, alors que, l'estimation ou non du flux rotorique de référence conduit à définir la commande à flux rotorique orienté directe et indirecte. Le développement de la commande direct du couple est basé sur plusieurs étapes, de l'estimation des grandeurs de commandes jusqu'à la génération des signaux de commandes pour l'onduleur. A la fin de chaque description un schéma détaillé de commande est adressé. Le choix et le dimensionnement des différents régulateurs utilisés sont discuté.

Le cinquième chapitre est réservé au réglage et variation de vitesse des machines synchrones à aimants permanents par des convertisseurs statiques. Ce qui nous a amené à une description et une modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, tout en décrivant son schéma équivalent et le principe de base de variation de vitesse de cette machine. La nécessité de son autopilotage a été très bien décortiqué dans cette partie. Par la suite, l'application de la commande scalaire a été très bien développée, selon la grandeur de commande, ce qui a permet de développer les deux commandes en courant et en tension.

La commande vectorielle et le contrôle direct du couple des machines synchrones à aimants permanents été le cœur du sixième chapitre. Dans ce chapitre, les fondements et les principales étapes à suivre pour la réalisation d'un schéma de commande détaillé de la MSAP, que se soit la commande vectorielle avec minimisation des pertes par effet Joule ou le contrôle direct du couple, sont traités.

Une récapitulation sur la commande des deux machines à courant alternatif développées dans ce document, machine asynchrone et MSAP, été l'intérêt du septième chapitre. Dont, on a essayé de faire une comparaison entre les deux structures de commandes vectorielles, la CVFRO et la DTC. Dans la suite nous avons cité quelques critères de choix entre les trois types de commande développée dans ce travail, Commande scalaire, la CVFRO ainsi que la DTC, appliquée aux machines MAS et MSAP.

Le huitième chapitre est réservés à la commande des machines spéciale, particulièrement les moteurs pas à pas. Après une définition, une description globale et une classification ont été abordées sur les moteurs pas à pas, ce qui a permis de décrire les différentes commandes appliquées à ces types de moteurs.

Critiques :

La limitation du nombre de pages, a fait réduire le volume de ce document, ce qui s'est répercuté particulièrement sur l'élimination de plusieurs détails dans les développements mathématiques et la limitation du dernier chapitre au moteur pas à pas au lieu de citer d'autres types de machines spéciales ; le cas des moteur asynchrones monophasés, les machines polyphasées, les machines asynchrones à double alimentations, les machines à double stators, etc.

- Il serait judiciable d'insérer des applications à la fin de chaque chapitre, ce qui constituera des séries de travaux dirigés pour les étudiants ;
- Il serait intéressant, de donner des schémas de simulation de chaque structure et d'insérer des résultats de simulation pour les différentes techniques appliquées. Ce qui formera un polycopié de travaux dirigés pour les étudiants.

Chapitre I

Généralités sur les
entraînements électriques à
vitesse variable des machines
électriques

I. Généralités sur les entraînements à vitesse variable des machines électriques

I.1. Introduction :

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts exigent l'utilisation de techniques de réglage de plus en plus performantes, ainsi qu'une fiabilité maximale et un coût minimum ; historiquement, la machine à courant continu a été reine dans le domaine de la variation de vitesse et son emploi est largement répandu même de nos jours ; en raison de la facilité de sa commande. Cette dernière est assurée grâce au découplage naturel entre les deux éléments de commande en l'occurrence ; Le courant induit producteur du couple et le courant inducteur producteur du flux. Cependant, elle ne peut servir dans les domaines de grandes puissances ainsi que dans les milieux explosifs.

D'une manière générale, la commande des machines électriques nécessite l'association d'une machine (à courant continu, synchrones, asynchrones ou autres) dont le fonctionnement est à vitesse variable tout en lui conservant un couple optimum, à un convertisseur statique (redresseur, hacheur, gradateur, onduleur).

En fait, le choix du moteur d'entraînement dépend de l'environnement du travail et du travail sollicité ainsi que de la puissance à fournir. De même, la source d'énergie dont on dispose, les contraintes sur les paramètres que l'on doit fournir et l'investissement sur l'ensemble (le prix de revient) qui déterminent les différents éléments de la chaîne d'entraînement.

Après le choix du type de moteurs, on ambitionne d'étudier et d'analyser les possibilités d'association de convertisseurs en vue de la commande. L'apport des convertisseurs statiques tel que la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants dans le plan couple-vitesse, la solution des problèmes de démarrage et la possibilité de régulation et de contrôle à distance.

I.2. Eléments d'un entraînement électrique

Les chaînes d'entraînement électrique sont très variées selon la nature de l'application, en effet, dans plusieurs applications industrielles, la traction électrique routière, ferroviaire, la robotique, industrie du textile, l'industrie du papier, etc., on trouve plusieurs structures de chaînes de motorisation électrique avec une seule machine et un seul convertisseur (MMC) ou plusieurs machines contrôlées par une seule commande via plusieurs ou un seul convertisseur statique, ce qu'est appelé les systèmes multi-machines multi-convertisseurs (SMM).

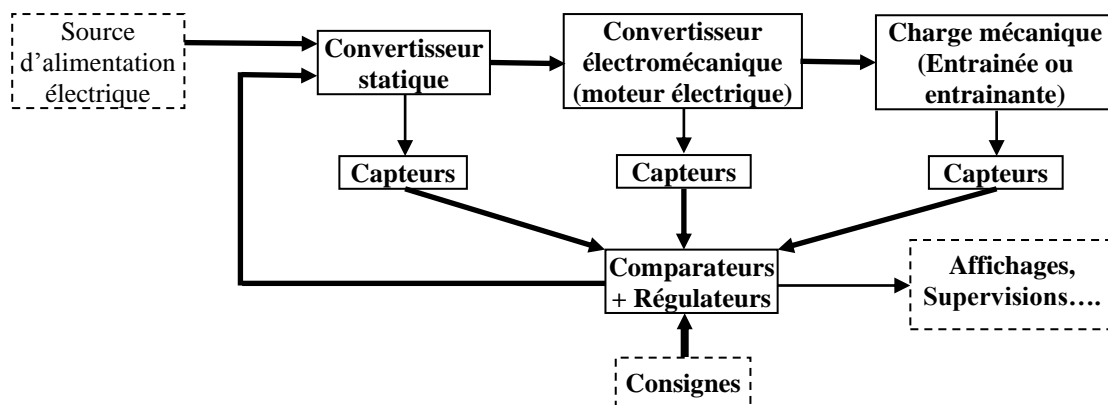


Fig. I.1 Schéma synoptique d'une chaîne d'entraînement électrique

Dans un entraînement électrique quelconque, Fig. I.1, on peut trouver :

- Des machines électriques ; qui constituent le cœur de la chaîne d'entraînement : Moteurs à courant continu, moteurs asynchrones, moteurs synchrones, etc.
- La source d'alimentation : Ce qui détermine le type du convertisseur statique à utiliser ; Redresseur, hacheur, onduleur, gradateur, cycloconvertisseur, etc.

- Les Capteurs : Ils captent l'information (sous forme d'une grandeur physique quelconque) pour la transformer en grandeur électrique mesurable. Le cas des capteurs de vitesse, de position

Les régulateurs : Ce qui définit la nature et le type de la commande appliquée.

I.3. Différents types de convertisseurs électromécaniques

Il ne s'agit pas dans cette section de comparer les machines entre elles afin de déduire quelle est la meilleure pour une chaîne de motorisation électrique, mais de présenter les avantages et les inconvénients que présente chacune d'elles.

I.3.1 Machine à courant continu

Il faut cependant noter que la machine à courant continu (MCC) à excitation séparée, dont le contrôle est très facile, a constitué l'une des premières motorisations utilisées auparavant.

Dans le **tableau I.1**, on récapitule les caractéristiques et les avantages des machines à courant continu d'une manière générale.

Tableau I.1. Caractéristiques des machines à courant continu

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Electronique de commande simple ; ➤ Défluxage facile à réaliser. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Présence du système ballais-collecteur, qui présente un volume supplémentaire. ➤ Usure du système ballais-collecteur (contacts glissants) requiert un entretien périodique. ➤ L'induit étant en rotation ne permet pas un bon refroidissement, ce qui limite les possibilités d'accroître les performances. ➤ Le prix et la maintenance des machine à courant continu constituent aussi une entrave pour leurs utilisations.

I.3.2 Machine asynchrone à cage

L'inconvénient majeur des machines asynchrones (MAS) vient de leur principe de fonctionnement. La machine asynchrone est équivalente à un transformateur tournant, les courants statoriques créent un flux statorique tournant, qui induira au rotor des courants qui créerons un flux au rotor, tournant à la même pulsation que celui du stator, et c'est finalement l'interaction entre ces deux flux qui va créer un couple. Il est donc nécessaire d'apporter de la puissance réactive pour magnétiser le fer, d'où un mauvais facteur de puissance et des pertes à effet Joule relativement élevées au stator. Le **tableau I.2** donne les caractéristiques essentielles de ces dernières.

Tableau I.2. Caractéristiques des machines asynchrones

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Fabrication assez simple ; ➤ Machine robuste ; ➤ Pas besoin d'entretien régulier (en particulier ; pour les MAS à cage). 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Mauvais facteur de puissance par rapport à la MSAP ; ➤ Rendement relativement faible (nécessité d'avoir des pertes au rotor pour produire un couple).

De plus, auparavant, des pertes à effet Joule au rotor sont nécessaires pour créer du couple. Au final les machines asynchrones (MASs), du point de vue performances pures se trouvent plus ou moins défavorisées par rapport aux autres types de machines électriques ; seulement, et c'est un argument de taille pour les industriels, elles sont nettement moins chères.

I.3.3 Machine synchrone à aimants permanents

Il existe plusieurs sortes de machines synchrones à aimants permanents (MSAP), nous avons représenté dans la Fig. I.2 les rotors des plus communes d'entre elles. En ce qui concerne le stator, il est semblable à celui de toutes les machines à courant alternatif.

On donne, dans le tableau I.3, les caractéristiques générales des MSAP. L'inconvénient fonctionnel lié à l'utilisation des MSAP réside, essentiellement, dans le problème de contrôle du flux des aimants. En cas de perte de contrôle à hautes vitesses, le flux des aimants ne pouvant être coupé, il apparaît aux bornes des phases de ces machines une tension très élevée, pouvant induire des dégâts importants. Il existe, par ailleurs, d'autres inconvénients ou avantages, selon le type de machine à aimants permanents.

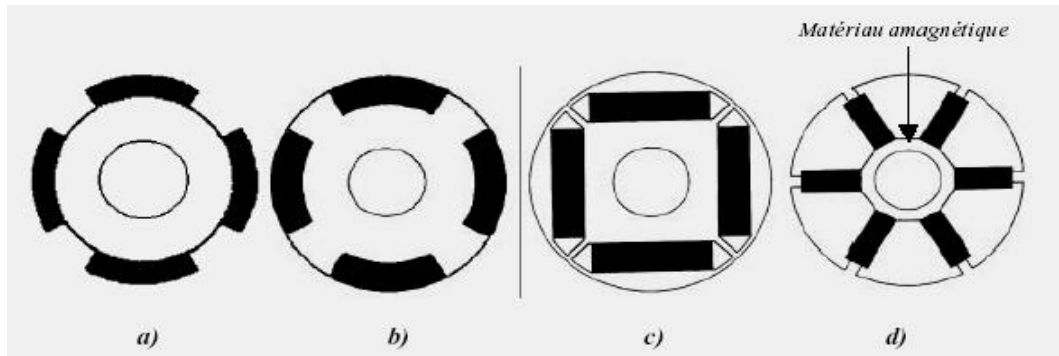


Fig. I.2. Rotors de machines synchrones à aimants permanents.

a) Machine à pôles lisses ; b-c-d) machine à pôles saillants.

Tableau I.3. Caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> ➤ Bon rendement ; ➤ Rapports couple/masse et puissance/masse élevés \Rightarrow Couple massique et puissance massique importants. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Coût élevé à cause du prix des aimants ; ➤ Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position) ; ➤ Fabrication plus compliquée que les machines asynchrones à cage d'écureuil et à réluctance variable ; ➤ Problème de tenu en température des aimants.

Nous avons présenté, dans ce qui a précédé, les différents types de rotors des machines électriques utilisés dans la motorisation électrique. Cette liste est loin d'être exhaustive, tellement le domaine des machines électriques est vaste. Sachant que, les progrès réalisés en électronique de puissance et les techniques de pilotage issues de l'explosion de l'informatique industrielle permettent aujourd'hui de remplacer les motorisations à courant continu par celles à courant alternatif.

Dans ce travail, nous proposons de présenter quelques techniques de commandes utilisées pour les trois machines présentées (machine à courant continu, machine asynchrone et la machine synchrone à aimants permanents).

I.4. Point et modes de fonctionnement

I.4.1. Plan Couple-Vitesse

I.4.1.1. Mode de fonctionnement

Le diagramme couple-vitesse montre l'existence de quatre quadrants de fonctionnements selon les signes de ces deux grandeurs. Pour la définition et la mise en place du nombre de quadrants de fonctionnement, la présence d'un convertisseur statique est indispensable selon la nature d'entraînement. Soient les fonctionnements 1, 2 ou 4 quadrants.

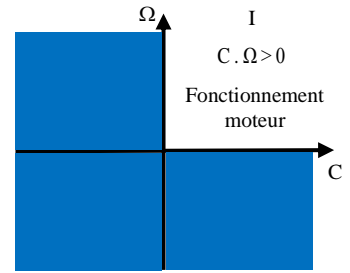
A. Modes de fonctionnement 01 quadrant (non réversible) :

- **Fonctionnement moteur :**

Où on peut contrôler l'accélération mais non le ralentissement, qui peut être réalisé par la dissipation de l'énergie cinétique de rotation dans la charge entraînée.

Ce qui impose un type de variateur ou un convertisseur statique non réversible.

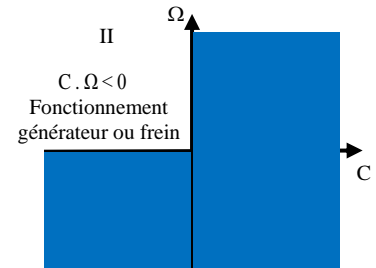
Application : Perceuse électrique, pompage....



- **Fonctionnement générateur :**

Le seul fonctionnement possible dans ce quadrant est en génératrice. La machine ne peut démarrer de manière électrique, elle doit être entraînée par le système mécanique à partir d'une vitesse nulle. Ce qui oblige l'utilisation d'un convertisseur statique non réversible.

Application : Générateur éolien (Le cas d'une génératrice le plus utilisé en vitesse variable est la machine asynchrone à double alimentation)

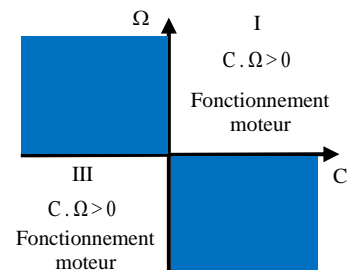


B. Modes de fonctionnement 02 quadrant :

- **Fonctionnement 02 quadrant I et III (non réversible) :**

Le type de variateur à utiliser est un convertisseur statique non réversible, sachant qu'il permet de garantir une inversion du couple et de la vitesse tout en passant par l'état d'arrêt.

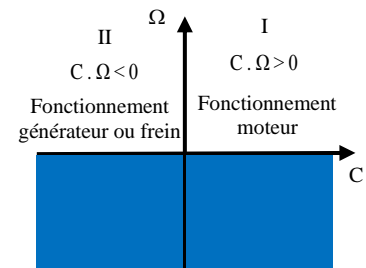
Application : Lève-vitre électrique d'automobile, Visseuse-deviseuse ...



- **Fonctionnement 02 quadrant I et II (réversible) :**

Dans ce type de fonctionnement, il faut pouvoir accélérer puis freiner (décélérer) électriquement la machine. C'est le fonctionnement d'une MCC alimentée à flux et à tension unidirectionnel, avec une possibilité d'inversion du courant d'induit ce qui change le signe du couple). Ce qui correspond par exemple à l'entraînement d'un véhicule en marche avant et arrière, etc. Le variateur ou le convertisseur statique doit être réversible en courant.

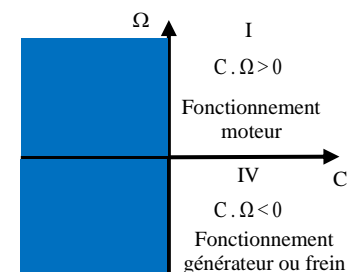
Applications : Scooter électrique, laminoir...



- **Fonctionnement 02 quadrant I et IV (réversible) :**

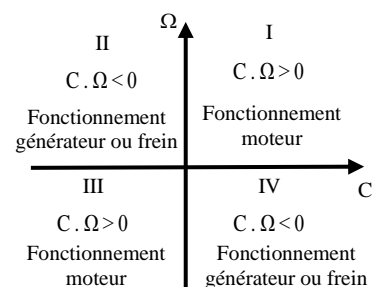
Dans ce type de fonctionnement, à l'arrêt le couple résistant peut-être différents de zéro. Ce qui représente le fonctionnement d'une MCC alimentée à flux et à courant d'induit unidirectionnel, avec une possibilité d'inversion de la tension d'induit ce qui change le signe de la vitesse). Ce qui impose un type de variateur ou un convertisseur statique réversible en tension.

Applications : Système de levage, treuil...



C. Modes de fonctionnement 04 quadrant (réversible) :

Le variateur permet de gérer des accélérations et décélérations, ainsi que des freinages dans toutes les situations disponibles. Ce qui impose un convertisseur réversible en courant et en tension.



I.4.1.2. Point de fonctionnement d'un groupe moteur-charge entraînée

Pour déterminer convenablement les conditions de fonctionnement de l'ensemble moteur-charge entraînée, il est très important de connaître les deux caractéristique couple-vitesse de chacun d'eux. Ce qui fait, qu'on aura la caractéristique du moteur d'entraînement $C_m = f(\Omega)$ et celle de la charge entraînée $C_r = f(\Omega)$, Fig. I.3.

Le point d'intersection des deux caractéristiques mécaniques, du moteur ($C_m=f(\Omega)$) ainsi que de la charge mécanique ($C_r = f(\Omega)$), donne le point de fonctionnement du groupe moteur-charge entraînée $M_i (C_i, \Omega_i)$. A ce point, on associe habituellement le couple nominal (C_n) et la vitesse nominale (Ω_n) du groupe.

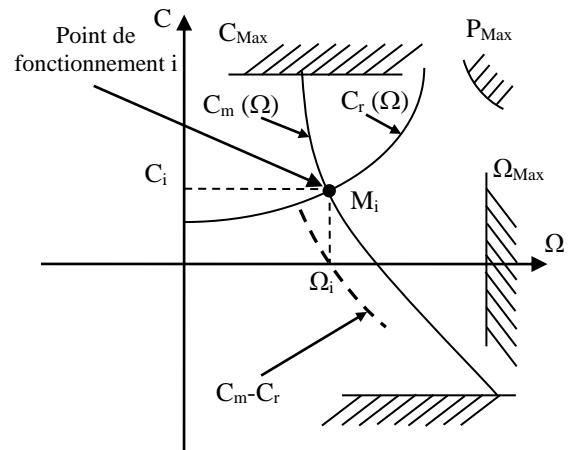


Fig. I.3 Point de fonctionnement d'un groupe (moteur – charge entraînée).

I.4.1.3. Stabilité du point de fonctionnement d'un groupe moteur-charge entraînée

L'étape le plus essentiel c'est de déterminer est-ce que le point de fonctionnement trouvé est stable ou instable, on parle alors d'équilibres stable et instable.

A cet effet, considérons la figure 1.3 et supposons que pour une cause quelconque, la vitesse du groupe décélère (ralentisse), ce qui fera que le couple moteur (C_m) devient supérieur au couple résistant (C_r). Ainsi, à cet effet s'oppose une action interne qui tend à ramener le groupe à sa vitesse initiale. Inversement, si on la vitesse du groupe accélère, le couple moteur deviendrait inférieur au couple résistant et l'action interne tendrait bien à s'opposer à cet effet. Alors, la pente du couple résistant par rapport à la vitesse soit plus grande que la pente du couple moteur par rapport à la vitesse. A une augmentation de la vitesse correspondra alors $J.(d\Omega/dt) < 0$, donc une diminution de la vitesse de rotation et un retour à l'équilibre.

La condition de stabilité se traduit par : La pente de la caractéristique ($C_m - C_r$) doit être négative ; soit :

$$\frac{\Delta(C_m - C_r)}{\Delta\Omega} < 0 \tag{I.1}$$

I.5. Caractéristiques mécaniques des machines électriques

D'une manière générale, les caractéristiques mécaniques des moteurs électriques ($C_m=f(\Omega)$) peuvent se ramener à 2 types principaux : Caractéristique d'un MCC série et celle d'un MCC shunt, comme l'indique la Fig. I.4.

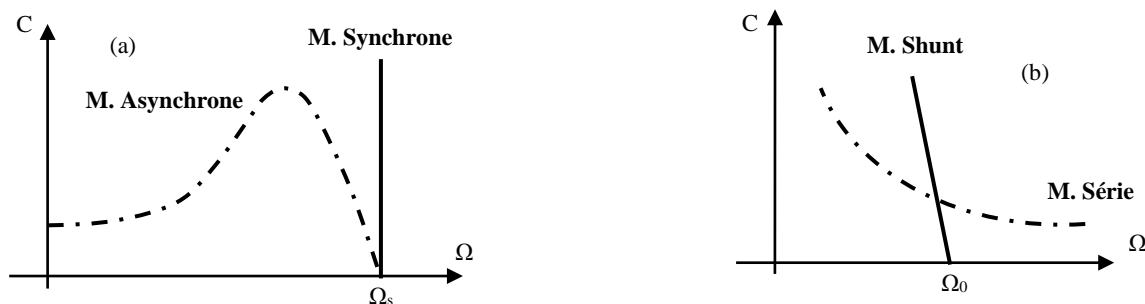


Fig. I.4 Caractéristiques mécaniques des moteurs électriques :

- a) Moteurs à courant alternatif, Fig. I.4-(a) : Asynchrone et synchrone ;
- b) Moteurs à courant continu, Fig. I.4-(b) : Shunt et série.

- Série : Où la vitesse diminue d'une manière rapide lorsque la charge augmente ;
- Shunt : Où la vitesse ne varie pas beaucoup avec la charge ;

Sachant que, le choix du type de moteur à utiliser dépend d'une manière directe de la caractéristique de la charge entraînée.

I.6. Caractéristiques mécaniques des charges entraînées :

Les caractéristiques mécaniques des charges entraînées ($C_r = f(\Omega)$) sont souvent compliquées et difficile à représenter. Ce qui nous amène en pratique, le plus généralement, à se référer à l'un ou l'autre des modes de fonctionnement suivants :

I.6.1. Fonctionnement à couple constant

Ce fonctionnement se traduit par un couple de charge indépendant de la vitesse de rotation, ce qui impose une puissance proportionnelle à la vitesse. Ce mode est applicable aux engins de levage (Ascenseurs, grues ...). Où, $C_r = k_1$ et $P = C_r \cdot \Omega \Rightarrow P = k_1 \cdot \Omega$.

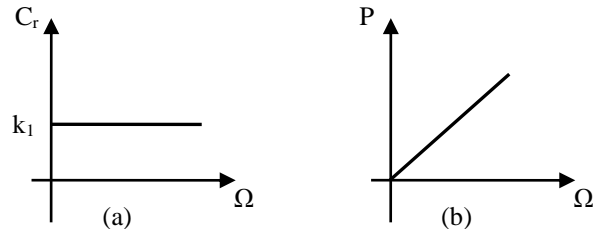


Fig. I.5 Fonctionnement à couple résistant constant : (a) : $C_r(\Omega)$, (b) : $P(\Omega)$.

I.6.2. Fonctionnement à puissance constante

Dans ce fonctionnement, c'est la puissance qui est indépendante de la vitesse (à puissance constante, $P = k_2$), alors que le couple est inversement proportionnel à la vitesse ($C_r = P/\Omega = k_2/\Omega$) avec une caractéristique hyperbolique. On cite comme exemple : Dérouleuses de papier, Bobineuses, etc.

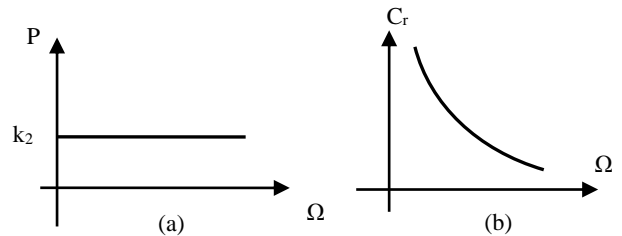


Fig. I.6 Fonctionnement à puissance constante : (a) : $P(\Omega)$; (b) : $C_r(\Omega)$.

I.6.3. Fonctionnement à couple proportionnel à Ω

C'est un entraînement lent, qui se traduit par une proportionnalité du couple de charge à la vitesse de rotation ; ($C_r = k_3 \cdot \Omega \Rightarrow P = k_3 \cdot \Omega^2$). Comme application on cite les machines de tissage....

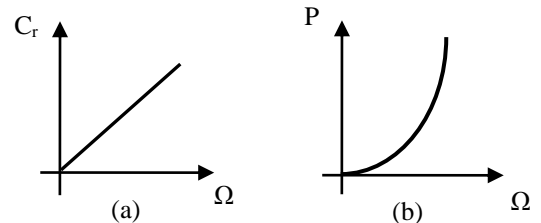


Fig. I.7 Fonctionnement à $C_r = k_3 \cdot \Omega$: (a) : $C_r(\Omega)$; (b) : $P(\Omega)$.

I.6.4. Fonctionnement à couple proportionnel au carré de la vitesse ($C_r = k_4 \cdot \Omega^2$)

C'est un entraînement rapide, où nous avons une proportionnalité du couple de charge au carré de la vitesse de rotation ;

($C_r = k_4 \cdot \Omega^2 \Rightarrow P = k_4 \cdot \Omega^3$). Le cas des ventilateurs, les pompes

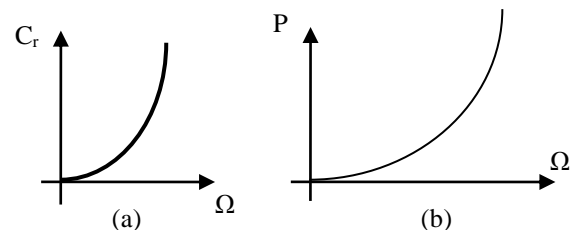


Fig. I.8 Fonctionnement à $C_r = k_4 \cdot \Omega^2$: (a) : $C_r(\Omega)$; (b) : $P(\Omega)$.

I.7. Réglage et variation de vitesse d'un moteur électrique

Faire varier la vitesse d'un moteur électrique, c'est modifier le point de fonctionnement, donc à courbe de couple résistant donné $C_r(\Omega)$ (supposée immuable) c'est agir sur la courbe $C_m(\Omega)$ du moteur électrique d'une manière à la faire déplacer selon le signe de $C_m - C_r$. Tout ça a pour objectif de satisfaire au mieux les besoins d'une application demandée.

Chapitre II

Réglage et variation de vitesse
des machines à courant continu

II.1. Introduction

Les machines à courant continu sont des machines réversibles qui transforment l'énergie mécanique en énergie électrique (en mode générateur) ou inversement (en mode moteur). Comprenant une partie fixe destinée à créer le flux magnétique qui est l'inducteur et une partie mobile appelée l'induit, dans lequel aura lieu la transformation de l'énergie, avec un collecteur et des pôles magnétiques excités par une source de courant continu ou constitués des aimants permanents.

II.2. Construction générale d'un moteur à courant continu

Le moteur comprend, Fig. II.2 :

- Un circuit magnétique, comportant une partie fixe qui est l'inducteur (stator) ainsi qu'une partie tournante qui est l'induit (rotor) et l'entrefer qui représente l'espace entre les deux parties.
- Une source de champ magnétique nommée l'inducteur créée par un bobinage ou des aimants permanents.
- Un circuit électrique induit, subit les effets de ce champ magnétique.
- Le collecteur et les balais, permettent d'accéder au circuit électrique rotorique.

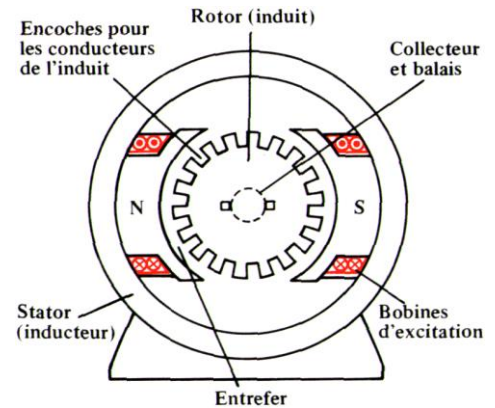


Fig. II.1 Constitution générale d'un moteur à courant continu

II.3. Principe de fonctionnement d'un moteur à courant continu

L'inducteur crée un champ magnétique fixe \vec{B} . Le stator peut être à « aimant permanent » ou constitué d'électroaimants.

L'induit porte des conducteurs parcourus par un courant continu (alimentation du moteur) formant des spires, qui sont soumises à des forces ; dites « de Laplace », entraînent la rotation du rotor.

Il en résulte une variation de flux du champ magnétique à travers chaque spire ; elle engendre une fcem qui est redressée par l'ensemble balais-collecteur (appelé redresseur mécanique).

La valeur moyenne E' de cette fcem est proportionnelle à la vitesse angulaire de rotation Ω du rotor, au flux maximal du champ magnétique créée par l'inducteur à travers chaque spire de l'induit et à une constante K qui dépend des caractéristiques de la conception du moteur (nombre de conducteurs, nombre de paires de pôles, surface de chaque spire et de voies, dénommée constante du moteur).

II.4. Grandeurs caractéristiques d'une machine à courant continu

II.4.1. Force contre électromotrice

Le champ magnétique nécessaire au fonctionnement de la machine est créé au stator. On utilise soit un bobinage inducteur traversé par un courant électrique (I), soit un aimant permanent.

La F.E.M induite au rotor, recueillie entre balais est proportionnelle au flux par pôle et à la vitesse angulaire de rotation.

$$E = K\Phi\Omega \quad (\text{II.1})$$

La constante de proportionnalité K ne dépend que du nombre N_c de conducteurs au rotor (nombre de brins actif de l'induit), du mode de bobinage (nombre a de paires de voies d'enroulements, de l'induit), et du nombre p de paires de pôles (à l'inducteur).

$$K = \frac{p N_c}{a 2\pi} \quad (\text{II.2})$$

Sachant que, les pièces polaires au stator sont en fer doux massif, car le champ magnétique qui les traverse est constant. Il n’y a donc pas de pertes ferromagnétiques.

Dans le cas où le flux Φ est créé par un bobinage inducteur, plusieurs possibilités de branchement existent :

- Le bobinage inducteur est alimenté par un courant continu indépendant, dans ce cas la machine est dite à excitation séparée, Fig. II.2. Avec un fonctionnement à flux Φ constant.

- Le bobinage inducteur est alimenté par un courant continu égal ou proportionnel au courant passant dans le bobinage induit, dans ce cas la machine est dite à excitation série. Où, le flux Φ est variable.

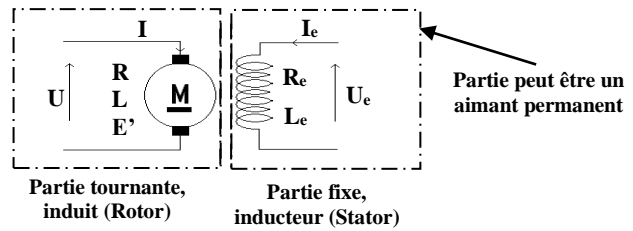


Fig. II.2 Schéma de principe d'un MCC à excitation séparée

II.4.2. Vitesse de rotation

La vitesse de rotation d'un moteur continu peut être donnée par :

$$\Omega = \frac{U - RI}{K \cdot \Phi} \tag{II.3}$$

II.4.3. Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique du moteur est donné par :

$$C_{em} = K\Phi I \tag{II.4}$$

II.4.4. Courant dans l'induit

Pour le fonctionnement moteur, la loi d'Ohm appliquée à l'induit s'écrit :

$$U = E' + RI \tag{II.5}$$

II.5. Différents types d'un moteur à courant continu, selon l'excitation

II.5.1. Moteur à excitation séparée

Dans ce type de moteur, l'aimant permanent est remplacé par un électroaimant qui représente l'inducteur du moteur et correspond à la partie fixe (stator), Fig. II.3 et Fig. II.4. Le rotor qui est la partie mobile, alimenté par une tension continue à travers le système balais-collecteur.

Dans un moteur à excitation séparée l'induit et l'inducteur disposent chacun d'une source continue autonome (U et U_e).

Sachant, que l'inversion du sens de rotation du moteur se fait simplement par l'inversion des polarités d'alimentation soit de l'induit ou bien de l'inducteur.

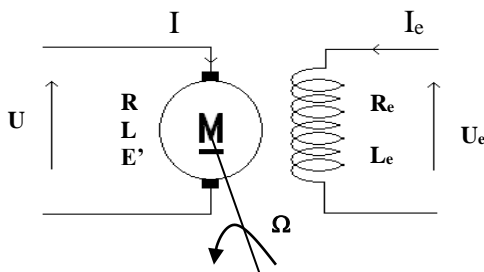


Fig. II.3 : Schéma de principe d'un MCC à excitation séparée

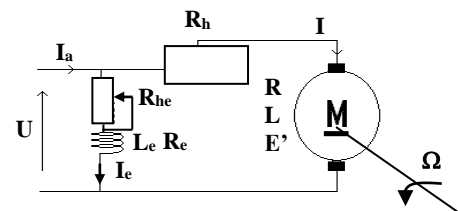


Fig. II.4 : Schéma de principe d'un MCC à excitation shunt

A. Description mathématique

➤ Les équations électriques

$$L_e \frac{di_e(t)}{dt} + R_e i_e(t) = U_e(t) \tag{II.6}$$

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + E' = U(t) \quad (\text{II.7})$$

Avec E' : Force contre électromotrice.

➤ L'équation mécanique

$$\sum C = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.8})$$

$$\Rightarrow C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} ; C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + C_r \quad (\text{II.9})$$

Où : C_r et C_{em} ; Représente le couple résistant et électromagnétique respectivement.

B. Caractéristiques de moteur à excitation séparée

B.a. Caractéristique électromécanique (du couple) ($C_m(I)$), Fig. II.5 :

$U = \text{Cte.}, I_e = \text{Cte.}$

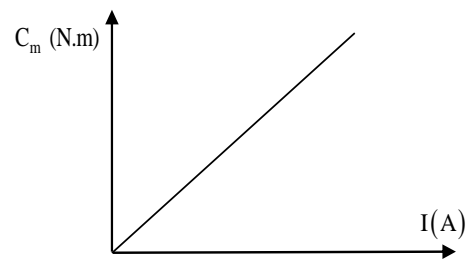


Fig.II.5 Caractéristique du couple d'un MCC à excitation séparée (II.10)

$$C_m = K' \cdot I$$

Avec ; $K' = K \cdot \Phi$ (II.11)

K : Constante de moteur

B.b. Caractéristique électromécanique de vitesse ($\Omega(I)$), Fig. II.6 :

$U = \text{Cte.}, \Phi = \text{Cte.}$

$$\Omega = \frac{U - RI}{K\Phi} = -\frac{R}{K'} I + \frac{U}{K'} \quad (\text{II.12})$$

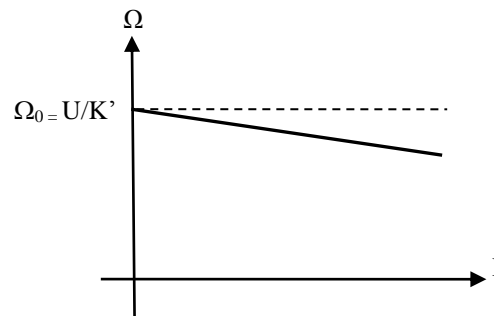


Fig.II.6 Caractéristique de vitesse d'un MCC à excitation séparée

B.c. Caractéristique mécanique ($C(\Omega)$), Fig. II.7 :

Par élimination graphique du courant (I) entre $C_m(I)$ et $\Omega(I)$, on obtient la caractéristique $C_m(\Omega)$.

$$\Omega = -\frac{R}{K'} \cdot I + \frac{1}{K'} \cdot U \quad (\text{II.13})$$

$$C = -\frac{K'^2}{R} \cdot \Omega + \frac{K'}{R} \cdot U ; \text{ avec } \Omega = \frac{2\pi N}{60} \quad (\text{II.14})$$

Lorsque le réseau d'alimentation de l'induit est une tension fixe, on peut alimenter l'inducteur en parallèle avec l'induit, le moteur est dit à l'excitation shunt, le courant I absorbé par le moteur est la somme $(I + I_e)$. Un rhéostat de démarrage est en série avec l'induit, éventuellement un rhéostat de champ est placé en série avec le bobinage d'excitation.

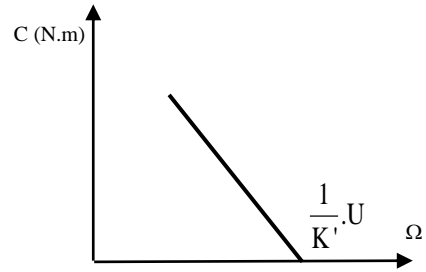


Fig.II.7 Caractéristique mécanique d'un MCC à excitation séparée

Le moteur shunt est un moteur à vitesse constante qui absorbe un courant d'induit proportionnel au couple résistant qu'on lui impose, avec $I_e = \frac{U}{R_e + R_{he}}$.

II.5.2. Moteur série

Dans le cas d'un moteur série, Fig. II.8, le bobinage inducteur est connecté en série avec le bobinage induit, d'où son nom. L'inversion du sens de rotation est obtenue par inversion des polarités de l'induit ou de l'inducteur. Les deux bobinages induit et inducteur sont parcourus par le même courant I.

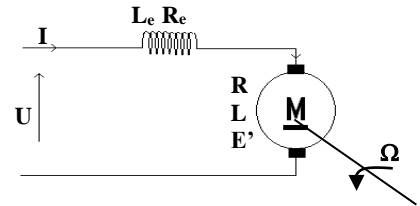


Fig.II.8 Schéma de principe d'un MCC à excitation série

A. Caractéristiques d'un moteur série

A.a. Caractéristique du couple (C_m (I)), Fig. II.9 :

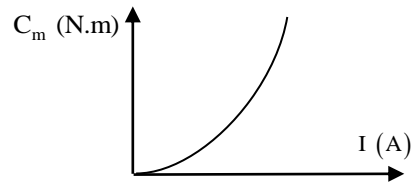


Fig.II.9 : Caractéristique de couple d'un MCC à excitation série

$$C = \frac{EI}{\Omega} = \frac{K'NI.60}{2\pi N} \tag{II.15}$$

$$C = \frac{K'.I^2.60}{2\pi} \Leftrightarrow C = K''.I^2 \tag{II.16}$$

Equation d'une parabole qui passe par l'origine.

A.b. Caractéristique électromécanique (de vitesse) (Ω (I)), Fig. II.10 :

$$\Omega = \frac{U - (R + R_e)I}{K\Phi}$$

$$(R + R_e)I \ll U \Rightarrow \Omega = \frac{U}{K\Phi}$$

$$\Phi = AI \Rightarrow \Omega = \frac{U}{KI}$$

Equation d'une hyperbole décroissante, ce qui provoque le risque de l'emballement du moteur à vide.

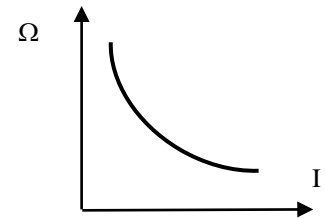


Fig.II.10 Caractéristique de vitesse d'un MCC à excitation série

A.c. Caractéristique mécanique (C_m (Ω)), Fig. II.11 :

$$\Phi = Cte.$$

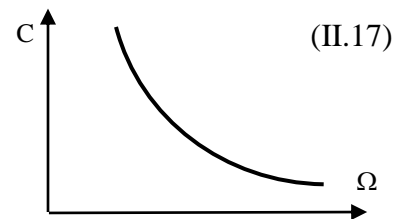


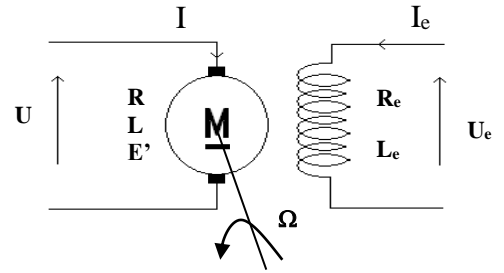
Fig.II.11 Caractéristique mécanique d'un MCC à excitation série

$$C = \frac{EI}{\Omega} \text{ ou bien } C = \frac{EI.60}{2\pi N} \tag{II.18}$$

II.6. Variation de vitesse d'un moteur à courant continu à flux constant

II.6.1. Méthodes de réglage de la vitesse

D'après l'équation II.12, on peut définir les paramètres qui permettent de faire varier la vitesse d'un moteur à excitation séparée, qui se résument en trois paramètres :



- L'action sur la résistance d'induit (R) ; par l'insertion d'un rhéostat à l'induit du moteur, qu'on dénomme un réglage rhéostatique ;
- L'action sur le flux d'excitation (Φ) ; par l'insertion d'un rhéostat à l'inducteur du moteur, qu'on dénomme un réglage par un rhéostat du champ ;
- L'action sur la tension d'alimentation d'induit (U) ; par l'association d'un convertisseur statique à l'induit du moteur, dénommé un réglage par la tension :

A. Réglage rhéostatique

Sachant que : $U = U_n$ et $\Phi = \Phi_n$;

Ce procédé est basé sur la réduction de la valeur de la vitesse par l'augmentation de la résistance de l'induit du moteur ce qui engendre la diminution du couple, tout en agissant sur un rhéostat (R_h) inséré avec l'induit, Fig. II.12 :

$$\begin{cases} \Omega = \frac{U - (R + R_h)I}{K'} = -\frac{(R + R_h)}{K'} I + \frac{U}{K'} \\ C = K' I \end{cases} \quad (II.19)$$

D'après la Fig. II.12, nous obtenons un faisceau de caractéristiques (de droites) concourantes.

Nous constatons que : Ce mode de réglage est mauvais sur les deux plans : technique et économique. Du point de vue technique, les caractéristiques étant concourantes, celles-ci, tendent de plus en plus aux caractéristiques « série ». Alors que, du point de vue économique, ce réglage est mauvais car la consommation d'énergie dans le rhéostat additionnel est d'autant plus importante que la chute de vitesse réclamée est plus élevée. Ce qui provoque la dégradation du rendement.

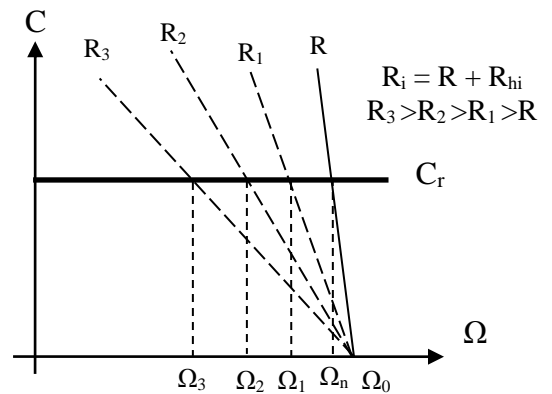


Fig.II.12 Réglage rhéostatique : Caractéristiques de réglage

Dans la pratique, ce procédé de réglage n'est utilisé que pour le démarrage ou le freinage.

B. Réglage par le rhéostat du champ (agissant sur le flux), Fig. II.13 :

Avec : $U = U_n$ et $I = I_n$;

Ce mode réglage est basé sur l'insertion d'un rhéostat dans le circuit inducteur (rhéostat du champ).,

Ce principe s'effectue facilement et sans pertes, car le courant d'excitation est très faible, ce qui fait que la puissance dissipée dans l'inducteur est négligeable par

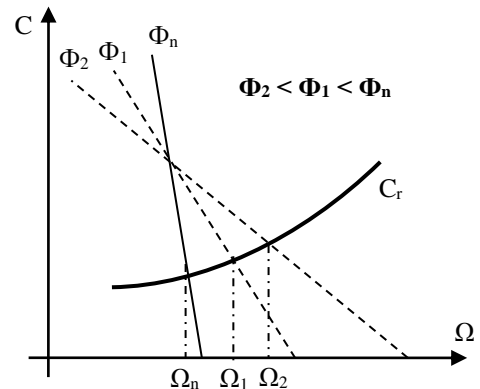


Fig. II.13 Caractéristique de réglage par le flux

rapport à la puissance absorbée ; le rendement du moteur ne sera pas modifié.

Il est important de noter que :

- Dans ce mode, on ne peut qu'augmenter la vitesse au-delà de la vitesse nominale jusqu'à la vitesse maximale supportable par le moteur, tout en réduisant la valeur du flux (courant d'excitation) ;
- Ce mode est préférable pour un entraînement à puissance constante.

On a les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Omega = \frac{U - RI}{K\Phi} = -\frac{R}{K\Phi} I + \frac{U}{K\Phi} \\ C_m = K\Phi I \end{cases} \quad (II.20)$$

En résumé ; Ce mode de réglage est mauvais du point de vue technique, par rapport aux caractéristiques qui sont concourantes. Alors qu'il est bon du point de vue économique.

Il est utilisé en mode de survitesse (pour $\Omega > \Omega_n$), du flux nominal jusqu'à un flux minimal (Φ_{min}). Où ; $\Phi_{min} > \frac{\Phi_n}{3}$.

C. Réglage par la tension d'induit, Fig. II.14 :

Sachant que : $\Phi = \Phi_n$;

A flux d'excitation constant, la vitesse du moteur est quasiment proportionnelle à U :

$$\Omega = \frac{U - RI}{K\Phi} = -\frac{R}{K\Phi} I + \frac{U}{K\Phi} \approx \frac{U}{K\Phi} \quad (II.21)$$

Ce réglage est obtenu par la réduction de la vitesse par rapport à sa valeur nominale, tout en réduisant la valeur de la tension d'alimentation de l'induit du moteur. Cette dernière est fournie par l'intermédiaire d'un pont redresseur commandé ou d'un hacheur, ce qui permet donc de faire varier continument la vitesse de 0 jusqu'à Ω_n .

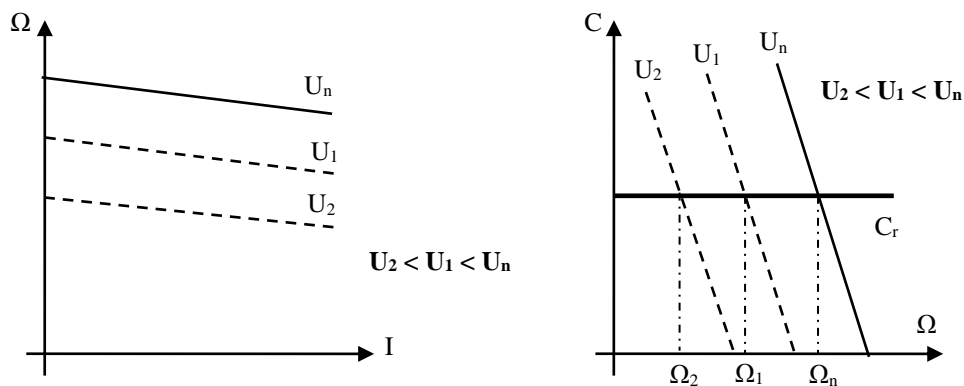


Fig. II.14 Caractéristique de réglage par la tension d'induit

Ce mode de réglage est excellent du point de vue technique car l'allure shunt est conservée, de plus, du point de vue économique, aucune énergie n'est gaspillée et le rendement demeure élevé.

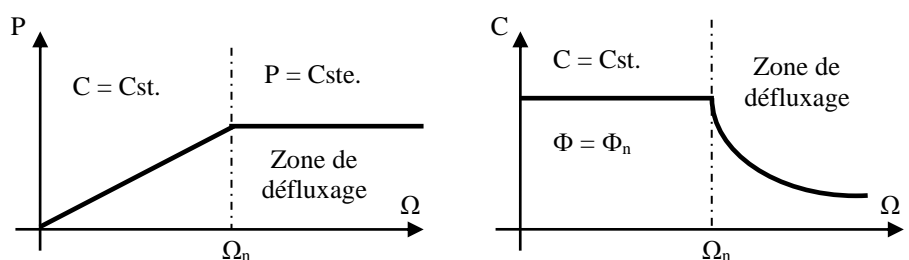


Fig. II.15 Caractéristique de réglage pour les deux zones de fonctionnement d'une MCC

Pour récapituler ; la variation de vitesse d'une machine à courant continu se réalise en deux parties ; selon la Fig. II.15.

- Fonctionnement à flux constant, $\Phi = \Phi_n$, ce qui revient au réglage par la tension d'induit ;
- Fonctionnement à flux variable, $\Phi < \Phi_n$, c'est le mode de fonctionnement en défluxage, ce qui revient au réglage par l'inducteur.

II.7. Réalisation de la tension continue variable

Pour obtenir une tension variable nécessaire pour faire varier la vitesse d'une MCC, on s'est longtemps servi d'une autre machine à CC : Le montage de Ward-Leonard, Fig. II.16.

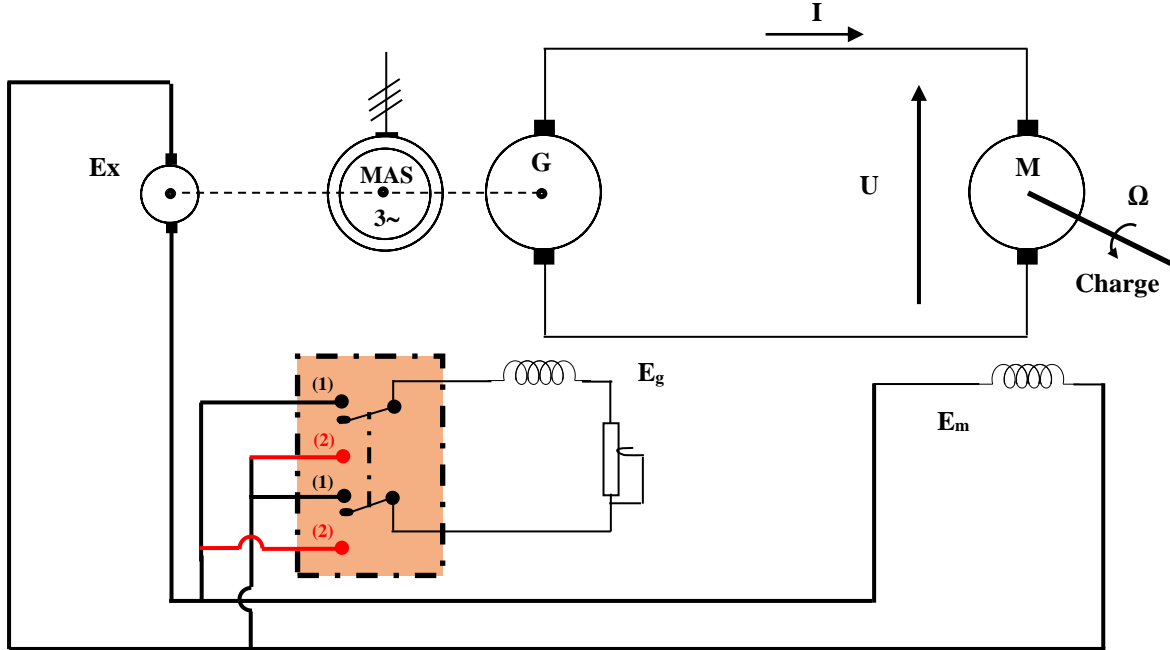


Fig. II.16 Montage de WARD-LEONARD.

Un moteur asynchrone alimenté par un réseau triphasé industriel entraine une génératrice à CC (G) qui débite directement sur le moteur à CC (M) ; les excitations des deux machines sont fournées par une petite génératrice auxiliaire (Ex).

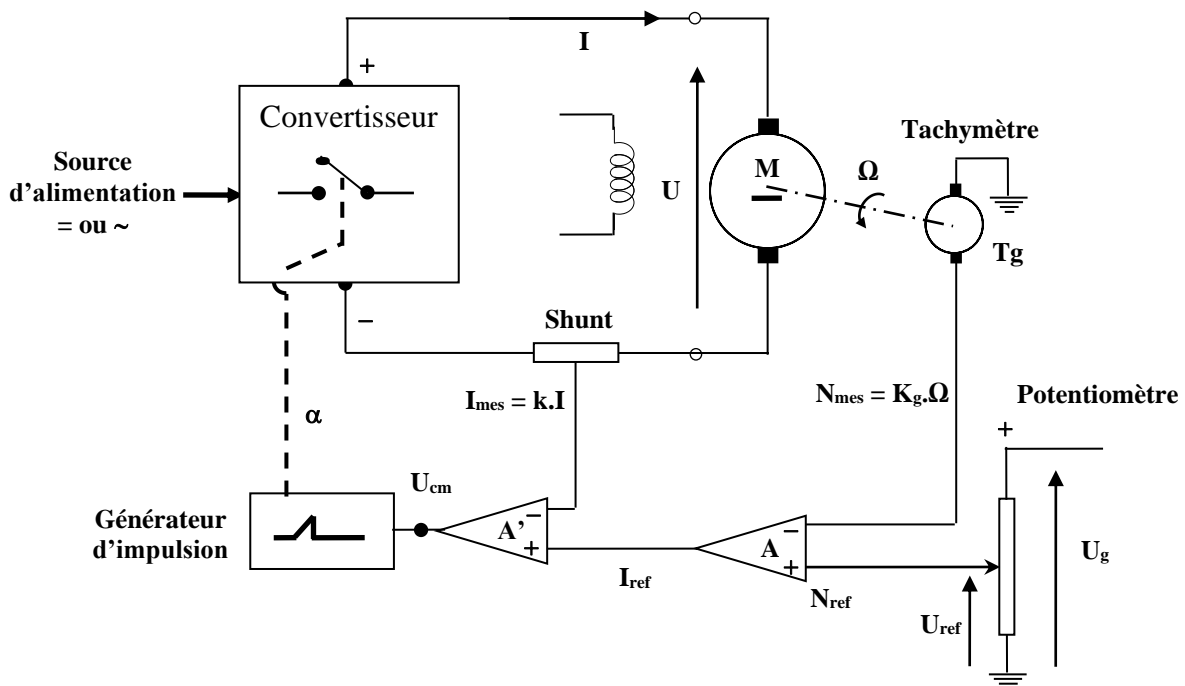


Fig. II.17 Schéma de principe d'un variateur de vitesse à base d'un convertisseur statique et sa commande

- Par action sur l'excitation de la génératrice G, on modifie la tension U donc la vitesse Ω du moteur M. En inversant l'excitation (E_g) ce qui engendre l'inversion de la tension U et par là, la vitesse Ω .
- Le montage est réversible pendant la phase de freinage ; le moteur M fonctionne en mode générateur et la génératrice G en mode moteur, ce qui entraîne la MAS pour débiter sur le réseau (Générateur asynchrone).

Vu les inconvénients de ce variateur, ainsi que les avantages remarquables de l'utilisation des convertisseurs statiques, le recours à l'électronique de puissance est devenu une solution incontournable, pour obtenir une tension continue variable désirée. Le schéma de la Fig. II.17, représente le principe d'un variateur de vitesse à base d'un convertisseur statique et sa commande.

L'alimentation de l'induit du moteur M est assurée par un convertisseur statique, alors que sa vitesse est mesurée par une dynamo-Tachymétrie (T_g) qui va être comparée une référence donnée par un potentiomètre, l'écart de cette comparaison sera amplifié par A, ce qui forme la boucle de vitesse. A cette boucle s'ajoute la boucle du courant, qui aura une action prioritaire, pour que le courant n'accède par les limites autorisées.

A la sortie, on recueille l'angle (α) qui détermine les instants de déblocage des interrupteurs l'électronique de puissance.

II.8. Variateurs de vitesse d'un MCC à excitation séparée

La variation de vitesse du MCC est décomposée en deux parties séparées, Fig.II.15, qui sont :

- Le cas où $\Omega \leq \Omega_N$: On utilise la variation de la tension d'induit à couple constant ;
- Le cas où $\Omega > \Omega_N$: On utilise la variation du courant d'excitation.

Selon la source d'alimentation, on peut distinguer deux principaux types de convertisseurs :

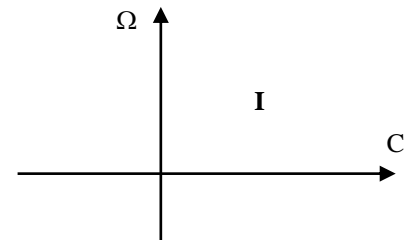
- ❖ Convertisseur AC/DC (Redresseur), réversible ou non ;
- ❖ Convertisseur DC/DC (Hacheur), réversible ou non.

II.8.1. Variateurs à redresseurs (AC/DC)

Ce sont les plus utilisés dans l'industrie, de fait que leurs alimentations se font directement du réseau avec ou sans transformateur. Selon la puissance du moteur, nous aurons les convertisseurs monophasés ou triphasés.

A. Montages non réversible (irréversible)

Pour faire fonctionner le MCC dans un seul sens de rotation et que l'entraînement ne nécessite pas de freinage rapide, on utilise un variateur non réversible permettant la marche du MCC dans quadrant I du plan C(Ω).



A.1. Variateurs à faible puissance

Ce sont des variateurs qui peuvent aller en puissance jusqu'à 10 kW environ ($P \leq 10$ kW), alors que l'alimentation se fait en monophasé. Où, on peut citer les montages parallèle (P2) et les montages en pont (PD2), qui peuvent être mixtes ou à tout thyristors. Sachant que le handicap majeur des montages P2 est la nécessité du transformateur, ce qui n'est pas le cas des montages PD2. Il y a deux possibilités :

- Pont PD2 complet à thyristors, Fig.II.15 :

La variation de α , $\pi/2 \geq \alpha \geq 0$, permet de faire varier la tension d'alimentation U, $0 \leq U \leq U_{d01}$ du MCC ce qui donne l'opportunité d'agir sur la vitesse $0 \leq \Omega \leq \Omega_{max}$.

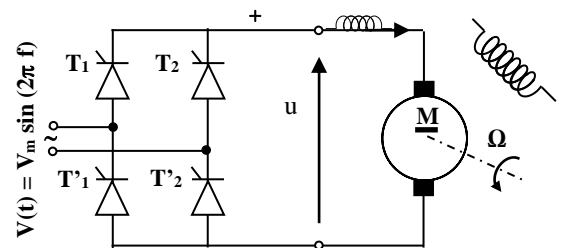


Fig. II.18 Association pont PD2 tout thyristors-MCC

$$U = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha \tag{II.22}$$

Pour un pont PD2 à diode ; $U_{d01} = \frac{2V_m}{\pi}$

$$U = U_{d01} \cos \alpha \tag{II.23}$$

- **Pont PD2 mixte**, Fig.II.19 et Fig.II.20 :

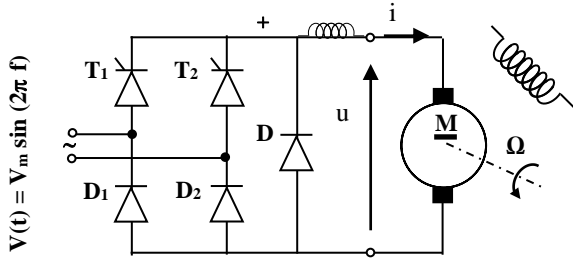


Fig. II.19 Association pont PD2 mixte symétrique-MCC

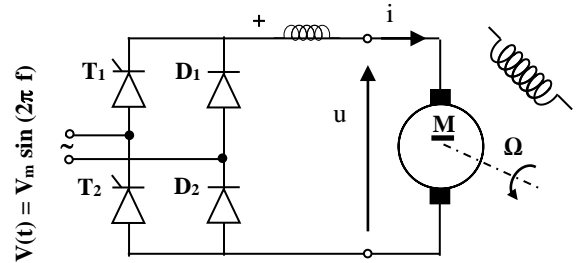


Fig. II.20 Association pont PD2 mixte asymétrique-MCC

$$U = U_{d01} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \tag{II.24}$$

Pour faire varier la tension U de $U_{d01} \rightarrow 0$ dans le cas du pont mixte, il faut faire varier α de 0 à π . Ce qui engendrerait des difficultés de commutation aux faibles valeurs de U (quand α se rapproche de π) donc de la vitesse. Cependant, dans le cas du fonctionnement à des vitesses réduites et à faible charge, on choisit les montages en pont mixte.

A.2. Variateurs à moyenne puissance

Ce sont des variateurs alimentés en triphasé. Où, on peut citer les montages parallèle (P3), les montages sérié (S3) et les montages en pont (PD3), qui peuvent être mixtes ou à tout thyristors.

- La nécessité du transformateur dans le cas des montages P3 et S3 ;
- La tension inverse V_T est le double dans le cas du P3 ;
- La tension continue délivrée par le P3 ou le S3 est inférieure à celle obtenue avec un PD3.

Ce qui incite à choisir le montage en pont double PD3 : Mixte ou à tout thyristors.

- **Pont PD3 complet à thyristors**, Fig.II.21 :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin(2\pi f) \\ V_2(t) = V_m \sin\left(2\pi f - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3(t) = V_m \sin\left(2\pi f + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

$$U = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \tag{II.25}$$

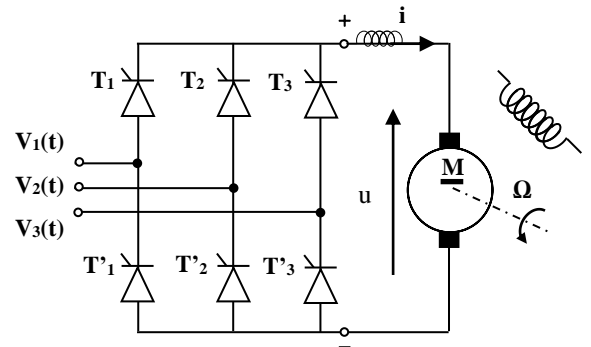


Fig. II.21 Association pont PD3 tout thyristors-MCC

Pour un pont PD3 à diode ; $U_{d03} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi}$

$$U = U_{d03} \cos \alpha \tag{II.26}$$

La variation de la vitesse Ω de $\Omega_{max} \rightarrow 0$ (de la tension U de $U_{d03} \rightarrow 0$) est conditionnée par la variation de α de 0 à $\pi/2$.

• **Pont PD3 mixte**, Fig.II.22 :

La variation de α , $0 \leq \alpha \leq \pi$, permet de faire varier la tension d'alimentation U , $U_{d03} \geq U \geq 0$, du MCC ce qui offre la possibilité d'agir sur la vitesse Ω , $\Omega_{max} \geq \Omega \geq 0$.

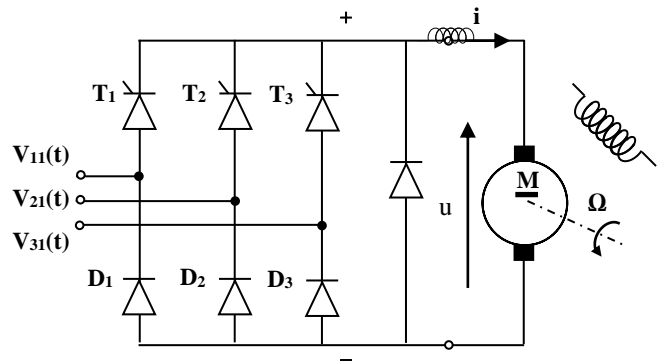


Fig. II.22 Association pont PD3 mixte-MCC

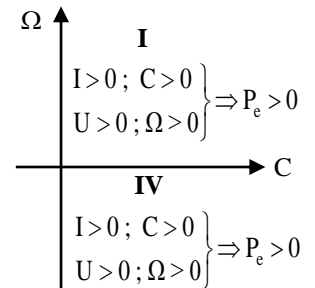
$$U = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \tag{II.27}$$

Pour un pont PD3 à diode ; $U_{d03} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} = U_{max}$

$$U = U_{d03} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \tag{II.28}$$

L'inconvénient de difficulté de commutation aux faibles valeurs de vitesse, est souvent souligné dans les montages en pont mixte (PD2 ou PD3). De plus, les performances du pont PD3 mixte sont si mauvaises qu'on utilise le plus souvent le pont tout thyristors alors même qu'on n'a pas besoin de sa réversibilité (en tension).

Remarque : L'utilisation des montages en pont (PD2 ou PD3) tout thyristors, permettent un fonctionnement avec inversion de vitesse (changement de signe de la tension U), tout en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors : Pour faire varier la tension U de U_{d0} (U_{max}) $\rightarrow 0$, il faut faire varier α de 0 à $\pi/2$. Alors que, pour inverser la tension et faire fonctionner le pont en mode onduleur (varier U de $0 \rightarrow -U_{d0}$ ($-U_{max}$)), il faut faire varier α de $\pi/2$ à π . Ce qui permet un fonctionnement dans les quadrants I et IV.



A.3. Variateurs à forte puissance

Ce sont des variateurs alimentés en triphasé. Où, il faut une association de deux montages en pont, particulièrement, les montages en pont (PD3). L'alimentation de ces variateurs exigent l'utilisation d'un transformateur à deux secondaires, délivrant un système de tensions triphasés égaux en amplitudes mais décalés d'un angle de $\pi/3$.

• **Montage dévolteur-survolteur**, Fig.II.23 :

$$\begin{cases} V_{11}(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_{21}(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{31}(t) = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}; \quad \begin{cases} V'_1(t) = V_m \sin\left(2\pi f t - \frac{\pi}{3}\right) \\ V'_2(t) = V_m \sin(2\pi f t - \pi) \\ V'_3(t) = V_m \sin\left(2\pi f t + \frac{\pi}{3}\right) \end{cases}$$

$$U_1 = \frac{3\sqrt{3} V_m \cos \alpha}{\pi} \tag{II.29}$$

$$U_2 = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} = U_{d03} \tag{II.30}$$

$$U_1 = U_{d03} \cos \alpha \tag{II.31}$$

$$U = U_1 + U_2 \tag{II.32}$$

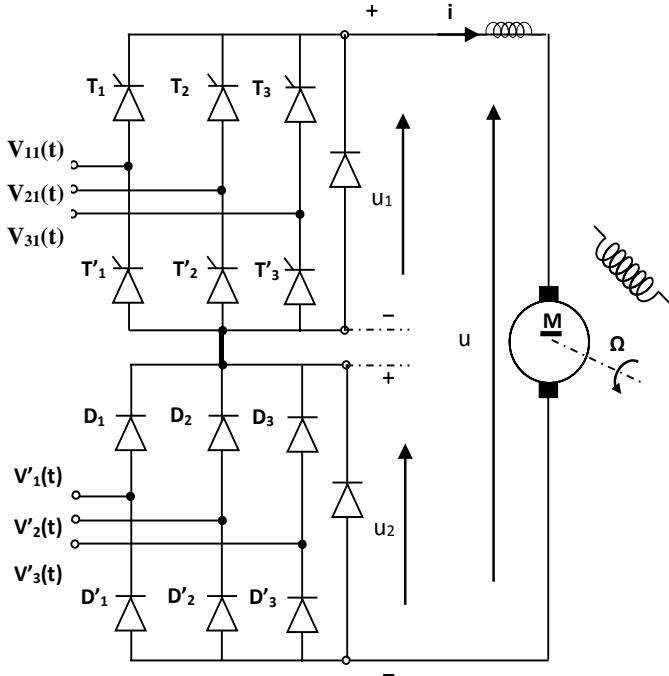


Fig. II.23 Association du Montage dévolteur-survolteur avec MCC.

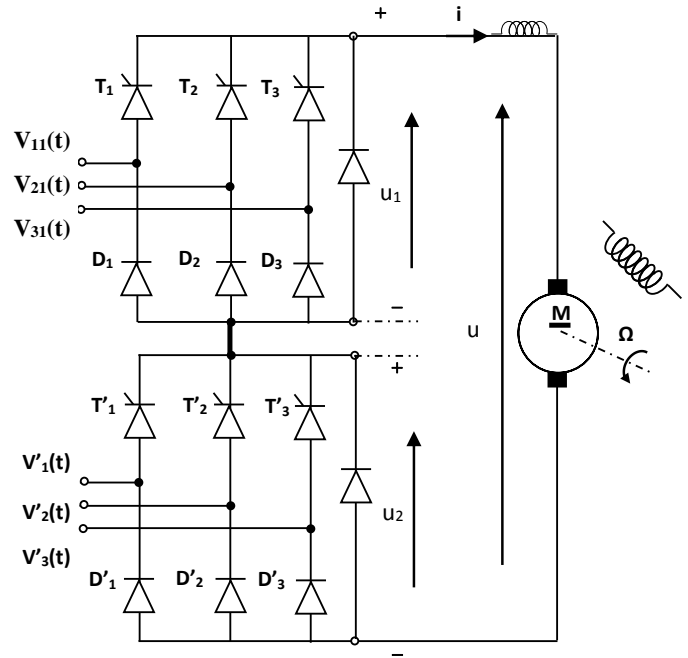


Fig. II.24 Association du Montage double mixte avec MCC.

La variation de α de 0 à π ($0 \leq \alpha \leq \pi$) permet de faire varier la tension U_1 de $U_{d03} \rightarrow -U_{d03}$ ($U_{d03} \geq U_1 \geq -U_{d03}$), ce qui offre la possibilité d'avoir une plage de variation de U entre $2U_{d03} \rightarrow 0$, ($2U_{d03} \geq U \geq 0$).

- **Montage double mixte**, Fig.II.24 :

$$U_1 = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) = U_{d03} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \tag{II.33}$$

$$U_2 = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) = U_{d03} \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \tag{II.34}$$

$$U = U_1 + U_2 \tag{II.35}$$

La variation de α de 0 à π ($0 \leq \alpha \leq \pi$) permet de faire varier la tension U_1 et U_2 de $(U_{d03}) \rightarrow 0$ ($U_{d03} \geq U_1 \geq 0, U_{d03} \geq U_2 \geq 0$), donc une plage de variation de U entre $2U_{max} \rightarrow 0$, ($2U_{d03} \geq U \geq 0$).

B. Montages réversible

Le fonctionnement réversible d'un entraînement est assuré, si à la fois la chaîne cinématique et le variateur de vitesse sont réversibles. Tout en assurant une inversion rapide du sens de rotation de la chaîne. Cela est possible avec un variateur fonctionnant dans les quatre quadrants du plan $I(U)$ ou $C(\Omega)$, Fig.II.25.

Le déroulement d'un cycle de travail conduit à passer d'un quadrant à un autre dans le sens de leur numérotation. Sachant que, la réalisation de ce fonctionnement nous amène à prévoir trois possibilités différentes :

- Inversion du courant inducteur ;
- Inversion du courant d'induit (par un commutateur électronique) ;
- Montage réversible tête-bêche.

La qualité d'un montage par rapport à l'autre est définie selon la réponse de changement de signe du couple, $I \rightarrow II$ et $III \rightarrow IV$. Alors que le changement du sens de rotation est le plus généralement assuré par des redresseurs tout

thyristors, qui permettent un fonctionnement en mode redresseur ($U \geq 0$) pour $\alpha \in [0, \pi/2]$, par contre pour $\alpha \in [\pi/2, \pi]$, ils assurent le fonctionnement en mode onduleur non autonome ($U \leq 0$).

B.1. Montage à inversion du courant inducteur

L'intérêt principe de ce montage est de réaliser l'inversion du courant inducteur à courant d'induit nul ($I = 0$), ce qui permettra de changer le signe du couple.

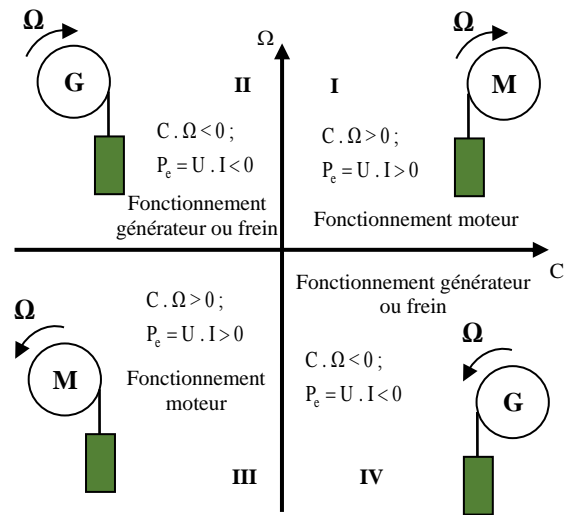


Fig. II.25 Quadrants de fonctionnement de MCC-Plan $\Omega(C)$

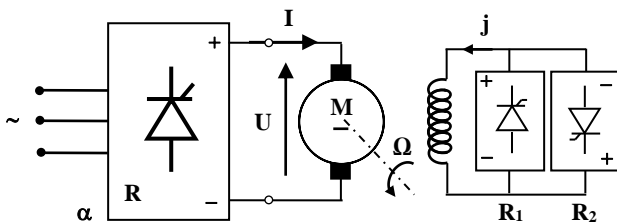


Fig. II.26 Montage à inversion du courant d'inducteur (j) d'un MCC

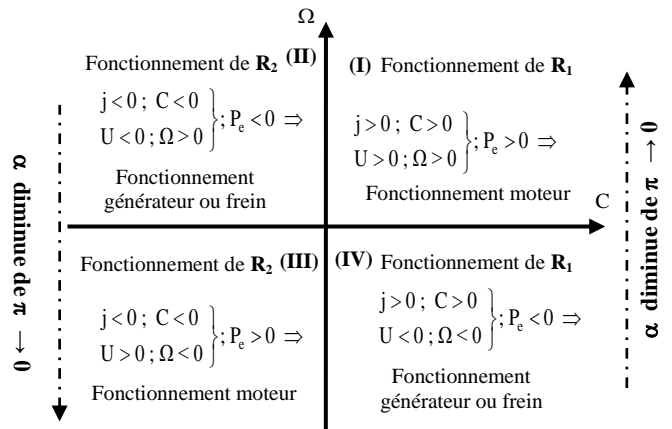


Fig. II.27 Quadrants de fonctionnement de MCC dans le plan $\Omega(C)$

D'une manière générale, cette action est assurée par deux petits redresseurs, R_1 et R_2 , (à faible puissance, ce qui correspond à celle de l'inducteur), montés en tête-bêche, permettant ainsi l'alimentation de l'inducteur dans un sens ou dans un autre, comme l'indique la Fig. II. 26. Cependant, l'induit du moteur est alimenté par un redresseur à tout thyristors, en monophasé ou en triphasé selon la puissance voulue, pour assurer l'inversion de sens de rotation (Ω) suivant la plage de variation de α ; $\alpha \in [0, \pi/2]$ pour $\Omega \geq 0$ ($U \geq 0$) par contre pour $\alpha \in [\pi/2, \pi]$ $\Omega \leq 0$ ($U \leq 0$), Fig.II.27.

Malgré la simplicité de cette solution ainsi que sa rentabilité (économique), son utilisation est conditionnée que par une acceptation d'un temps mort d'inversion du couple (l'inversion de I) qui est assez élevé (0.5 seconde à quelques secondes). Ce temps est causé par la constante de temps de l'inducteur.

B.2. Montage à inversion du courant induit, Fig.II.28 :

Dans ce cas, l'inducteur ne sera pas concerné par les inversions qu'on devrait réaliser. Par contre, l'induit est alimenté par un seul redresseur tout thyristors (ce qui permet le changement de signe de la tension U selon l'angle d'amorçage α) ; alors que, l'inversion du couple s'obtient par inversion du courant I à l'aide d'un commutateur bipolaire. Ce qui permet au redresseur de fonctionner, en pont tête (position (1)) ou en pont bêche (position (2)). Le passage du commutateur d'une position à une autre s'opère à courant nul ($I = 0$), Fig.II.29. Ce procédé entraîne une augmentation sensible du temps mort nécessaire à l'inversion du couple ; il varie entre 0.1 et 0.3s.

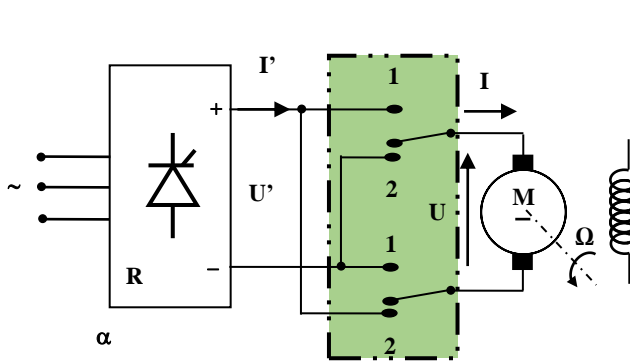


Fig. II.28 Montage à inversion du courant d'induit (I) d'un MCC

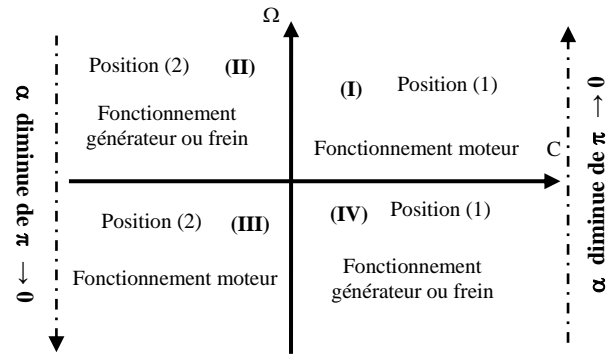


Fig. II.29 Quadrants de fonctionnement de MCC dans le plan $\Omega(C)$

Le quadrant (I) ;

$$\left. \begin{matrix} I = I' > 0 ; C > 0 \\ U = U' > 0 ; \Omega > 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e > 0$$

Le quadrant (II) ;

$$\left. \begin{matrix} I' > 0 ; I = -I' \Rightarrow I < 0 ; C < 0 \\ U' < 0 ; U = -U' \Rightarrow U > 0 ; \Omega > 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e < 0$$

Le quadrant (III) ;

$$\left. \begin{matrix} I' > 0 ; I = -I' \Rightarrow I < 0 ; C < 0 \\ U' > 0 ; U = -U' \Rightarrow U < 0 ; \Omega < 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e > 0$$

Le quadrant (IV) ;

$$\left. \begin{matrix} I' > 0 ; I = I' \Rightarrow I > 0 ; C > 0 \\ U' < 0 ; U = U' \Rightarrow U < 0 ; \Omega < 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e < 0$$

B.3. Montage en tête bêche

Le principe est d'assurer une inversion du couple d'une manière très rapide, en s'appuyant sur un équipement d'électronique de puissance. Pour cela, une association de deux redresseurs tout thyristors montés en tête-bêche est recommandée, alimentant l'induit du moteur. Le premier redresseur fonctionne dans les quadrants I et IV du plan $\Omega(C)$, pour assurer un courant $I > 0$, alors que le deuxième redresseur opère dans les quadrant II et III et fournit un courant $I < 0$.

De ce principe, il découle les montages en anti-parallèles avec et sans courant de circulation, les montages en croix, etc.

• **Montage anti-parallèle avec courant de circulation, Fig.II.30 :**

Parmi les avantages de ce variateur est qu'il ne présente pas de temps mort pendant l'inversion du couple (temps mort de quelque milliseconde) ; dès que le courant I_1 devient négatif, le courant passe instantanément du pont 1 au pont 2.

Sachant que, les deux ponts redresseurs sont commandés en permanence de façon qu'ils donnent toujours aux bornes de l'induit du moteur des tensions redressées de valeurs moyennes égales et opposées. Donc, les angles de retard à l'amorçage des deux ponts doivent être complémentaires :

$$\begin{cases} U_1 = -U_2 \\ U_1 = U_0 \cos \alpha_1 = -U_0 \cos \alpha_2 \\ \Rightarrow \alpha_1 + \alpha_2 = \pi \Leftrightarrow \alpha_1 = \pi - \alpha_2 \end{cases} \quad (II.36)$$

Dans le cas des PD3 : $U_0 = U_{d03}$

Si $U_1 + U_2 = 0$ (en valeur moyenne) mais en valeurs instantanées ne sont pas égales : $u_1(t) + u_2(t) \neq 0$, ce qui engendre un courant de circulation (I_c) entre les deux redresseurs. Toutefois, pour étouffer ce courant, en le limitant par l'insertion des inductances de filtrage (L_c) dans la boucle à courant continu, Fig.II.31.

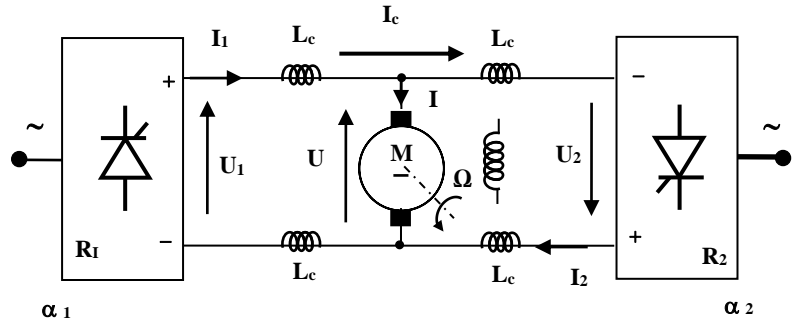


Fig. II.30 Association d'un montage anti-parallèle en tête-bêche avec un MCC

Le quadrant (I) ;

$$\left. \begin{matrix} I = I_1 > 0 ; C > 0 \\ U = U_1 > 0 ; \Omega > 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e > 0$$

Le quadrant (II) ;

$$\left. \begin{matrix} I_2 > 0 ; I = -I_2 \Rightarrow I < 0 ; C < 0 \\ U_2 < 0 ; U = -U_2 \Rightarrow U > 0 ; \Omega > 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e < 0$$

Le quadrant (III) ;

$$\left. \begin{matrix} I_2 > 0 ; I = -I_2 \Rightarrow I < 0 ; C < 0 \\ U_2 > 0 ; U = -U_2 \Rightarrow U < 0 ; \Omega < 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e > 0$$

Le quadrant (IV) ;

$$\left. \begin{matrix} I_1 > 0 ; I = I_1 \Rightarrow I > 0 ; C > 0 \\ U_1 < 0 ; U = U_1 \Rightarrow U < 0 ; \Omega < 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow P_e < 0$$

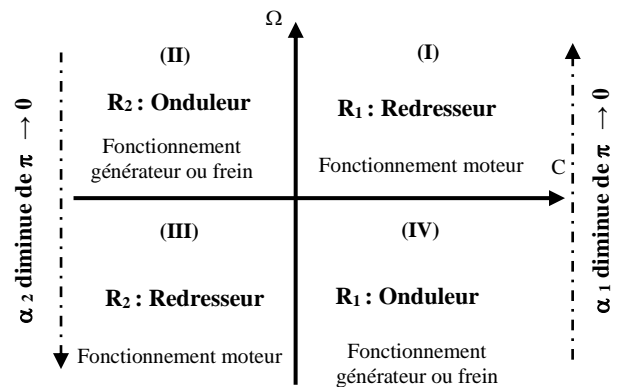


Fig. II.31 Quadrants de fonctionnement de MCC dans le plan $\Omega(C)$

Montage antiparallèle sans courant de circulation

Pour éviter la présence des inductances de limitation du courant de circulation, on devrait accepter un faible temps mort. Pour cela, il faut agir sur la logique de basculement des gâchettes des thyristors des deux ponts, Fig.II.32 et Fig.II.33, de sorte que tous les thyristors d'un groupe soient

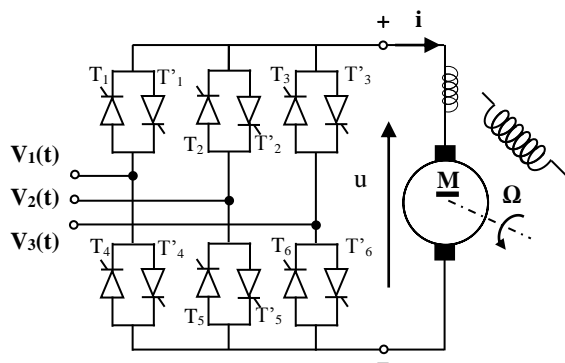


Fig. II.32 Association d'un variateur sans courant de circulation (PD3)-MCC

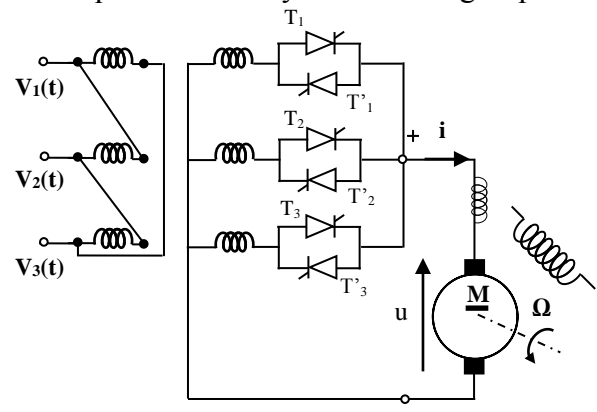
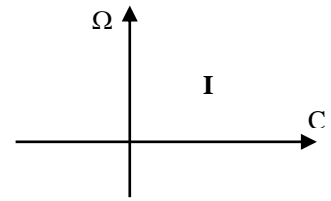


Fig. II.33 Association d'un variateur sans courant de circulation (P3)-MCC

bloqués quand l'autre groupe fonctionne. Selon la polarité du courant $i(t)$, il faut allumer les thyristors qui permettent le passage de ce courant. En aucun cas, n'est admissible d'allumer en même temps les thyristors appartenant à des sens opposés.

II.8.2. Variateurs à hacheurs (DC/DC)

Si le réseau d'alimentation disponible est un réseau continu, alors le convertisseur statique qu'on associe à la MCC ne peut être qu'un hacheur, ce qui va permettre de varier la tension d'alimentation de la MCC.



A. Hacheur série (Dévolteur) non réversible (irréversible), Fig.II.34 :

Le fonctionnement du MCC dans un seul sens de rotation et sans freinage rapide peut-être réalisé par un variateur non réversible, le cas d'un hacheur dévolteur, permettant la marche du MCC dans quadrant I du plan $C(\Omega)$.

$U > 0 ; I > 0 \Rightarrow P_e > 0$, opère dans le quadrant I.

T_h : Interrupteur principal du hacheur, qui peut-être un transistor ou un thyristor ;

T : Période du signal ;

δ_c : Rapport cyclique du hacheur ; où, $(\delta_c.T)$ représente le temps de fermeture de l'interrupteur T_h .

Sachant que ;

$U = \delta_c . E_c$

(II.37)

B. Hacheur parallèle (survolteur) non réversible, Fig.II.35 :

Ce montage est utilisé pour le freinage.

$U > 0 ; I < 0 \Rightarrow P_e < 0$ opère dans le quadrant II du plan $C(\Omega)$.

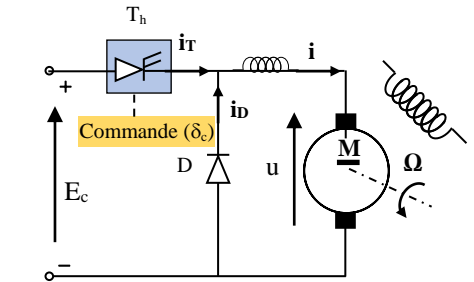


Fig. II.34 Association d'un dévolteur-MCC

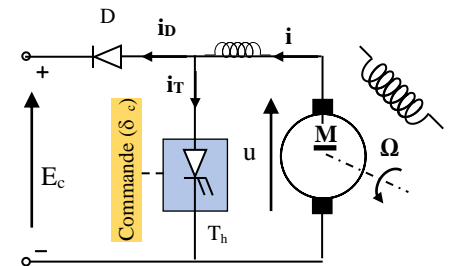


Fig. II.35 Association d'un survolteur-MCC

$U = (1 - \delta_c) . E_c$

(II.38)

C. Montages réversible

C.1. Hacheur réversible en courant, Fig.II.36 :

Ce variateur est réalisé par l'association de deux types de hacheurs l'un est un dévolteur ($D_2 T_{h1}$) et l'autre est survolteur ($D_1 T_{h2}$). La condition pour assurer le fonctionnement de ce variateur est d'avoir la source E_c réversible en courant (Batterie d'accumulateur).

La commande des interrupteurs T_{h1} et T_{h2} permet de faire fonctionner le hacheur suivant trois types de fonctionnement :

- **En hacheur série** ; T_{h2} est toujours ouvert, T_{h1} est fermé de $(0 \rightarrow \delta_c T)$, pour assurer un fonctionnement moteur ;
- **En hacheur parallèle** ; T_{h1} est toujours ouvert, T_{h2} est fermé de $(0 \rightarrow \delta_c T)$, pour assurer un fonctionnement en freinage par récupération ;
- **Réversibilité en courant** ; T_{h1} et T_{h2} sont commandés de façon complémentaire sur une période T . T_{h1} est fermé de $(0 \rightarrow \delta_c T)$ et T_{h2} est fermé de $(\delta_c T \rightarrow T)$, Fig.II.37.

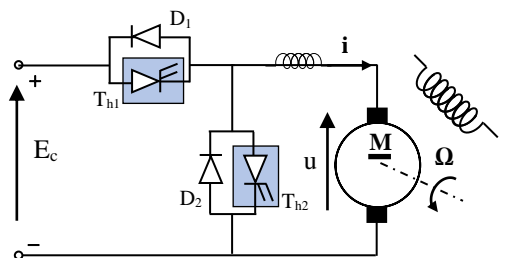


Fig. II.36 Association d'un hacheur réversible en courant-MCC.

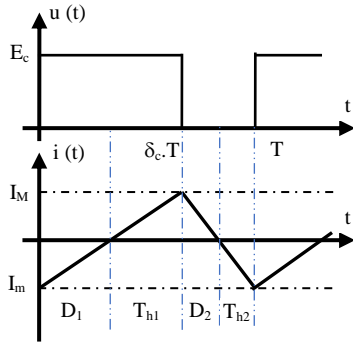
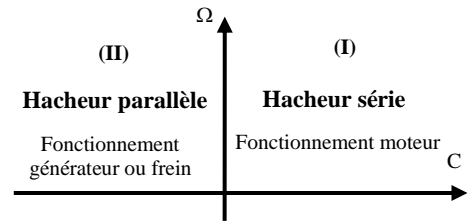


Fig. II.37 Caractéristiques et quadrants de fonctionnement d'un hacheur réversible-MCC



C.2. Hacheur réversible en Pont (quatre quadrants)

Ce variateur est réversible en tension (assurant la réversibilité de la tension) et en courant (assurant l'inversion du couple) ce qui permet un fonctionnement dans les quatre quadrants, Fig.II.38.

La MCC est réversible en courant et en tension, ce qui exige que la source soit réversible en courant, pour assurer un fonctionnement dans les quatre quadrants.

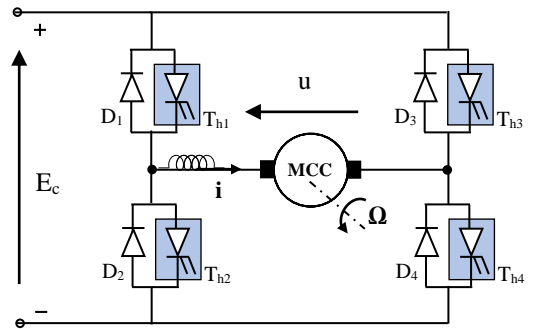


Fig. II.38 Association d'un hacheur réversible en pont-MCC

- **Quadrant (I) :** T_{h4} est fermé en permanence ($0 \rightarrow T$), T_{h1} hache la tension ($0 \rightarrow \delta_c T$). C'est la diode D_2 qui assure la roue libre ($\delta_c T \rightarrow T$) ;
- **Quadrant (II) :** T_{h2} hache la tension ($0 \rightarrow \delta_c T$). C'est la diode D_1 et D_4 qui conduisent lorsque T_{h2} est bloqué ($\delta_c T \rightarrow T$) ;
- **Quadrant (III) :** T_{h3} est fermé en permanence ($0 \rightarrow T$), T_{h2} hache la tension ($0 \rightarrow \delta_c T$). C'est la diode D_1 qui assure la roue libre ($\delta_c T \rightarrow T$) ;
- **Quadrant (IV) :** T_{h4} hache la tension ($0 \rightarrow \delta_c T$). C'est la diode D_2 et D_3 qui conduisent lorsque T_{h4} est bloqué ($\delta_c T \rightarrow T$) ;

II.9. Régulation de vitesse d'une machine à courant continu à flux constant

L'association d'un convertisseur statique à la MCC permet la commande de vitesse ou l'asservissement de position, sans l'aide de la connaissance des grandeurs de sortie. De plus, il n'y a aucun moyen de contrôler, à plus forte raison de compenser les erreurs, les dérives, les accidents qui peuvent intervenir à l'intérieur de la boucle, autrement dit, il n'y a pas de précision ni surtout de fidélité qui dépendent de la qualité intrinsèque du système. En effet, ce type de commande ne compense pas les perturbations. C'est pour cette raison qu'on parle d'une commande en boucle ouverte, Fig. II.39.

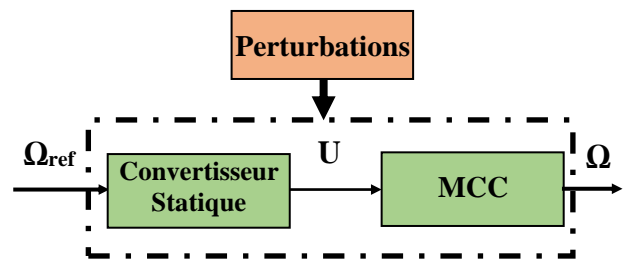


Fig. II.39 Schéma de principe de la commande en B.O. de MCC

Alors que la commande en boucle fermée (contre réaction) ou une commande à rétro-réaction de la MCC est capable de stabiliser l'instabilité du système en boucle ouverte ainsi que d'éliminer (minimiser) l'influence des perturbations extérieures, en particulier la variation du couple résistant pour la régulation de vitesse.

L'implantation de ce type de commande se base trois principes :

- ❖ Régulation à boucles convergentes ;

- ❖ Régulation à boucles en parallèle ;
- ❖ Régulation en cascade.

Parmi les avantages que présente la régulation en cascade, Fig.II.40, on peut citer qu'il y a un régulateur séparé pour chacune des variables contrôlées. La sortie du régulateur de vitesse (boucle externe) sert d'entrée, c.à.d. de signal de référence, au régulateur du courant (boucle intérieure), ce qui revient à dire que chaque boucle peut être ajustée à l'optimum. De plus, l'étude, le calcul et la mise en œuvre sont simples et suivent une méthode directe.

Cependant, l'inconvénient majeur de cette commande est l'augmentation du temps de réponse des boucles les plus externes, car la séparation dynamique des boucles exige un rapport minimal de 2 entre les rapidités des 2 boucles les plus adjacentes. En effet, la régulation de vitesse exige deux boucles une interne et l'autre externe.

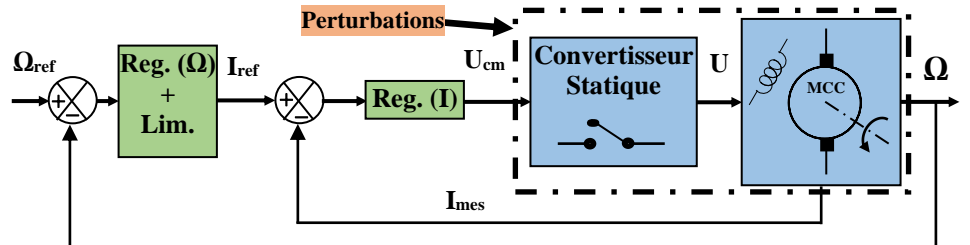


Fig. II.40 Schéma de principe de la régulation en cascade de la vitesse de MCC

La commande des moteurs peut être réalisée par plusieurs méthodes parmi lesquelles on peut citer :

- Réglage classique par des régulateurs standard de types linéaire (PI, PID, etc.) ;
- Réglage d'état ;
- Réglage par des régulateurs non linéaire, le cas du mode de glissement.

II.9.1. Modélisation d'un moteur à courant continu à flux constant : (Schéma fonctionnel)

Dans le but de concevoir une commande performante pour la régulation de vitesse de la MCC à excitation séparée, Fig.II.41, l'établissement du modèle passe par l'écriture des équations électriques de l'induit et l'équation du mouvement, est une tâche primordiale. Cela permet de représenter les différentes parties du système par des fonctions de transfert.

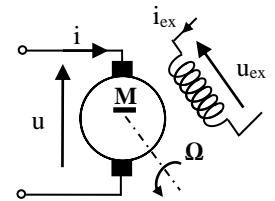


Fig. II.41 Schéma électrique équivalent du MCC.

- Equation électrique (Induit)

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + E' \tag{II.39}$$

Avec : $E' = K' \Omega$

En passant par la transformation de Laplace, on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} U = R.I + L.I.P + E' \\ \Rightarrow U - E' = (R + L.P).I \\ \Rightarrow I = \frac{1}{(R + L.P)}(U - E') \end{array} \right. \tag{II.40}$$

- Equation du mouvement

D'après le principe fondamental de la dynamique, on a :

$$\begin{cases} \sum C = J \frac{d\Omega}{dt} \\ C_m - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} \\ C_m = K' I \\ C_r = C_{sec} + C_{f_{vis}} \end{cases} \quad (II.41)$$

Avec : $C_{f_{vis}} = f_{vis} \cdot \Omega$ (II.42)

Après l'application de la transformation de Laplace au système (II.41), on obtient :

$$\begin{cases} C_m - C_{sec} = J.P.\Omega + f_{vis}.\Omega = (J.P + f_{vis}).\Omega \\ \Rightarrow \Omega = \frac{1}{J.P + f_{vis}} (C_m - C_{sec}) \end{cases} \quad (II.43)$$

Le schéma fonctionnel de la commande en boucle ouvert d'une MCC est donné par la Fig. II.42 :

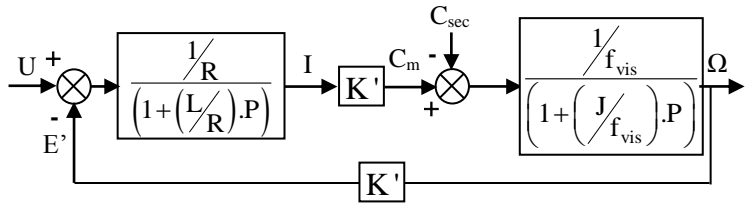


Fig. II.42 Schéma fonctionnel d'un moteur à courant continu

$T_e = \left(\frac{L}{R}\right)$: Constante temps électrique.

$T_m = \left(\frac{J}{f_{vis}}\right)$: Constante temps mécanique

II.9.2. Schéma fonctionnel global de la régulation de vitesse de la MCC

II.9.2.1. Schéma de principe

La grandeur principale à régler est la vitesse d'un MCC, ce qui constituée la grandeur externe. Par contre la boucle interne assure le réglage de la grandeur secondaire, qui sera le courant. Sachant que sa référence sera délivrée par la sortie du régulateur de vitesse. De plus, le MCC est alimenté par un variateur AC/DC (redresseur), comme l'indique la Fig. II.43.

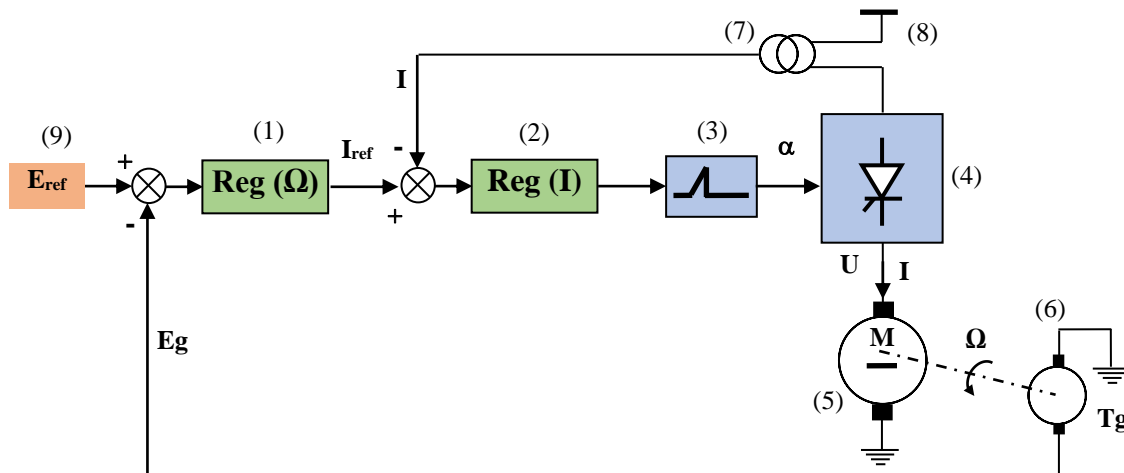


Fig. II.43 Schéma de principe de la régulation de vitesse d'un MCC.

Avec :

- (1) : Régulateur de vitesse, (2) : Régulateur de courant ; (3) : Dispositif de commande des gâchettes ;
- (4) : Redresseur ; (5) : Machine à Courant Continu (MCC) ; (6) : (Tg) Génératrice tachymétrique ;
- (7) : (TI : Transformateur de courant) capteur de courant ; (8) : Réseau d'alimentation AC ;
- (9) : Générateur de référence de vitesse (Tension de référence).

II.9.2.2. Fonction de transfert de l'organe de commande

On désigne par $G_{cm}(P)$ la fonction de transfert de l'organe de commande, avec U_{cm} : la tension de commande et $U_{di\alpha}$: La tension correspondante au fonctionnement idéal du convertisseur statique.

$$G_{cm}(P) = \left(\frac{U_{di\alpha}}{U_{cm}} \right) \quad (II.44)$$

En effet, la fonction G_{cm} peut être donnée par :

$$G_{cm}(P) = K_{cm} \cdot e^{-(T_{cm} \cdot P)} \quad (II.45)$$

Avec : T_{cm} : Temps mort ou Constante de temps du convertisseur ;

$e^{-(T_{cm} \cdot P)}$: Retard du système ;

K_{cm} : Facteur du transfert ou Gain du convertisseur, ce qui représente le gain statique.

Nous avons T_{cm} est très faible, ce qui fait que :

$$e^{-(T_{cm} \cdot P)} = \left(\frac{1}{1 + T_{cm} \cdot P} \right) \Rightarrow G_{cm}(P) = K_{cm} \left(\frac{1}{1 + T_{cm} \cdot P} \right) \quad (II.46)$$

$$\text{Avec ; } K_{cm} = \left(\frac{\Delta U_{di\alpha}}{\Delta U_{cm}} \right) ; \text{ en pratique : } K_{cm} = \left(\frac{\Delta U}{\Delta U_{cm}} \right) \quad (II.47)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet \text{ Pour un redresseur : } T_{cm} = \left(\frac{1}{2 \cdot q \cdot f} \right) ; \\ \bullet \text{ Pour un hacheur : } T_{cm} = \left(\frac{1}{2 \cdot f_p} \right) \text{ pour un signal triangulaire} \\ \qquad \qquad \qquad \left(\frac{1}{3 \cdot f_p} \right) \text{ pour un signal en dent de scie} \end{array} \right. \quad (II.48)$$

Avec ; q : Représente l'indice de pulsation du redresseur ;

f : Indique la fréquence du réseau d'alimentation.

f_p : Indique la fréquence de pulsation du hacheur.

II.9.3. Identification des paramètres du schéma fonctionnel de la régulation de vitesse du MCC**II.9.3.1. Schéma fonctionnel global**

Pour une éventuelle exploitation du schéma fonctionnel de la régulation de vitesse de la MCC, donné par la Fig. 44, exige la détermination et l'identification des différents paramètres de ses composants ; La MCC ainsi que l'organe de commande.

$C_{\Omega}(P)$: Fonction de transfert du régulateur de vitesse ;

$C_I(P)$: Fonction de transfert du régulateur de vitesse ;

$G_{cm}(P)$: Fonction de transfert du convertisseur statique (Hacheur ou redresseur) ;

K_I : Gain du capteur de courant ;

K_{Ω} : Gain du capteur de vitesse ;

K' : Gain du flux du moteur à courant continu à flux constant ;

$$G_I(P) = \left(\frac{1}{R}\right) \cdot \left(\frac{1}{1 + T_e \cdot p}\right); T_e = \left(\frac{L}{R}\right); G_\Omega(P) = \left(\frac{1}{f_{vis}}\right) \cdot \left(\frac{1}{1 + T_m \cdot p}\right); T_m = \left(\frac{J}{f_{vis}}\right).$$

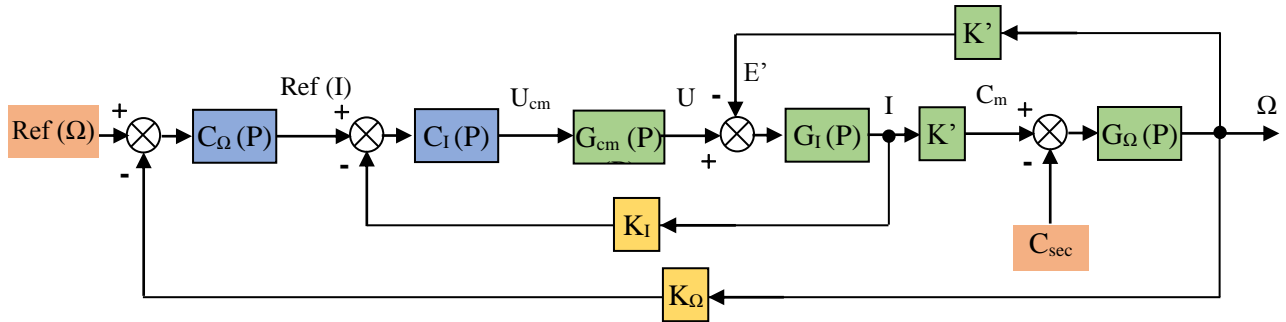


Fig. II.44 Schéma fonctionnel global de la régulation de vitesse d'un MCC

II.9.3.2. Identification de la machine à courant continu

Ce qui consiste en la détermination des paramètres du modèle donné par le schéma de la Fig. II.42, établit ci-dessus, à savoir :

- ❖ **Constante du temps électrique (T_e) :** $\left\{ \begin{array}{l} \text{Résistance d'induit } R ; \\ \text{Inductance d'induit } L . \end{array} \right.$
- ❖ **Coefficient de la f.c.e.m. et du couple K' ;**
- ❖ **Constante du temps électrique (T_m) :** $\left\{ \begin{array}{l} \text{Coefficient de frottement } f_{vis} ; \\ \text{Moment d'inertie } J. \end{array} \right.$

II.9.4. Dimensionnement des paramètres des régulateurs

Nous avons deux régulateurs de type PI, l'un pour la boucle du courant et l'autre pour celle de la vitesse.

II.9.4.1. Dimensionnement des paramètres de régulateur du courant

Dans la boucle de régulation du courant, la fcem E' est considérée comme étant une perturbation, Fig.II.45, agissant sur cette boucle. Ce qui revient à dire que la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par $G_0(P)$:

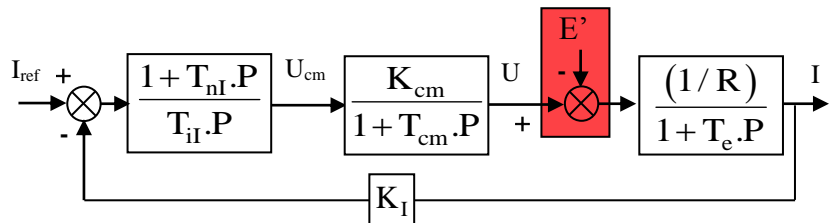


Fig. II.45 Schéma fonctionnel de la boucle du courant

$$G_{0I}(P) = \frac{K_I}{R} \left(\frac{K_{cm}}{1 + T_{cm} \cdot P} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + T_e \cdot P} \right) \tag{II.49}$$

Dans la fonction $G_{0I}(P)$, nous avons deux constantes du temps, l'une est dominante (T_e) et l'autre très faible (T_{cm}) ; où, $T_e \gg T_{cm} \Rightarrow$ D'après le critère de méplat, le régulateur du courant est un

PI, avec une fonction de transfert : $C_I(P) = \frac{1 + T_{nI} \cdot P}{T_{iI} \cdot P}$;

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{nI} = T_e : \text{Compensation de la constante du temps dominante;} \\ T_{iI} = 2 \cdot \left(\frac{K_I \cdot K_{cm} \cdot T_{cm}}{R} \right) \end{array} \right. \tag{II.50}$$

Après correction :❖ **Fonction de transfert en BO :**

$$G_{BO_I}(P) = \left(\frac{1}{2.K_I.T_{cm}} \right) \frac{1}{P.(1 + T_{cm}.P)} \quad (II.51)$$

❖ **Fonction de transfert en BF :**

$$G_{BF_I}(P) = \left(\frac{1}{K_I} \right) \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P + 2.T_{cm}^2.P^2} \right) \quad (II.52)$$

II.9.4.2. Dimensionnement des paramètres de régulateur de vitesse

Le couple C_{sec} est considérée comme étant une perturbation sur la boucle de régulation de vitesse. Le schéma fonctionnel de la boucle externe est donné par la Fig. II.46.

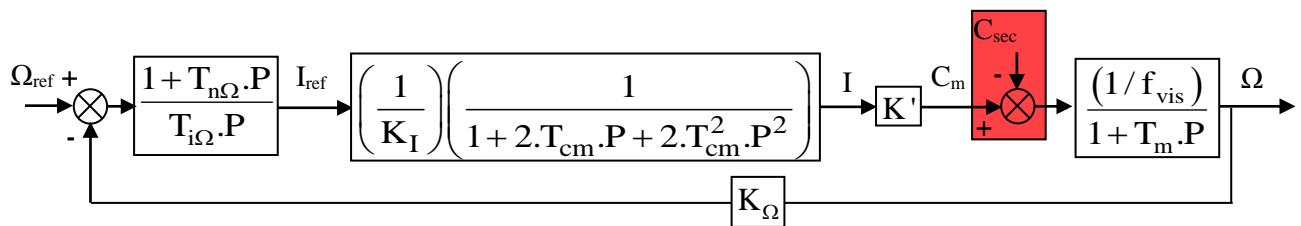


Fig. II.46 Schéma fonctionnel de la boucle de vitesse

Après régulation cette perturbation sera éliminée. De plus pour la boucle de régulation du courant, nous avons : $T_{cm} \ll \Rightarrow T_{cm}^2 \rightarrow 0$, ce qui permet d'écrire :

$$G_{BF_I}(P) = \left(\frac{1}{K_I} \right) \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P + 2.T_{cm}^2.P^2} \right) \approx \left(\frac{1}{K_I} \right) \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P} \right) \quad (II.53)$$

Ce qui fait que la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{0\Omega}(P) = \frac{K'.K_{\Omega}}{K_I.f_{vis}} \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{1 + T_m.P} \right) \quad (II.54)$$

❖ **1^{er} cas :**

De la fonction (II.53), on peut définir deux constantes du temps, l'une est dominante (T_m) et l'autre très faible (T_1) ; où, $T_m \gg T_1$; où $T_1 = 2.T_{cm} \Rightarrow$ D'après le critère de méplat, le régulateur du courant est un PI, avec une fonction de transfert : $C_{\Omega}(P) = \frac{1 + T_{n\Omega}.P}{T_{i\Omega}.P}$;

$$\begin{cases} T_{n\Omega} = T_m : \text{Compensation de la constante du temps dominante;} \\ T_{i\Omega} = 4. \left(\frac{K'.K_{\Omega}}{K_I.f_{vis}} . T_{cm} \right) \end{cases} \quad (II.55)$$

Après correction :❖ **Fonction de transfert en BO :**

$$G_{BO_{\Omega}}(P) = \left(\frac{1}{4.K_{\Omega}.T_{cm}} \right) \frac{1}{P.(1 + 2.T_{cm}.P)} \quad (II.56)$$

❖ **Fonction de transfert en BF :**

$$G_{BF\Omega}(P) = \left(\frac{1}{K_{\Omega}} \right) \left(\frac{1}{1 + 4.T_{cm}.P + 8.T_{cm}^2.P^2} \right) \quad (II.57)$$

❖ **2^{ème} cas :**

Du fait de la valeur élevée de $T_m \gg : f_{vis} \ll J$, on néglige 1 devant pT_m ; donc la fonction de transfert en boucle ouverte (II.54) devient comme suit :

$$G_{0\Omega}(P) = \frac{K'.K_{\Omega}}{K_I} \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{J.P} \right) \quad (II.58)$$

Le choix d'un régulateur PI, impose le recours au critère de symétrique pour le dimensionnement des paramètres de ce régulateur. Sachant que, la fonction de transfert en BO est donnée par ;

$$G_{BO\Omega}(P) = \frac{K'.K_{\Omega}}{K_I} \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{J.P} \right) \left(\frac{1 + T_{n\Omega}.P}{T_{i\Omega}.P} \right) \quad (II.59)$$

Alors que la fonction de transfert en BF est définie comme suit ;

$$G_{BF\Omega}(P) = \left(\frac{1}{K_{\Omega}} \right) \frac{1 + T_{n\Omega}.P}{1 + T_{n\Omega}.P + \left(\frac{T_{n\Omega}.T_{i\Omega}}{K_G} \right).P^2 + 2.T_{cm} \cdot \left(\frac{T_{n\Omega}.T_{i\Omega}}{K_G} \right).P^3} \quad (II.60)$$

Si on note ;

$$\left\{ \begin{aligned} K_G &= \left(\frac{K_{\Omega}.K'}{J.K_I} \right) \cdot T_{n\Omega} \\ \left(G_{BF\Omega}(j\omega) \right)^2 &= \left(\frac{1}{K_{\Omega}} \right)^2 \cdot \frac{1 + \omega^2.T_{n\Omega}}{D(\omega)} \end{aligned} \right. \quad (II.61)$$

La solution de l'équation caractéristique ($D(\omega) = 0$), donnera les constantes du régulateur :

$$\begin{cases} T_{i\Omega} = 4.K_G.T_{cm} \\ T_{n\Omega} = 8.T_{cm} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_{n\Omega} = 8.T_{cm} \\ T_{i\Omega} = 32 \cdot \left(\frac{K_{\Omega}.K'}{J.K_I} \right) \cdot T_{cm}^2 \end{cases} \quad (II.62)$$

Après correction :

$$G_{BO\Omega}(P) = \left(\frac{1}{4.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1}{1 + 2.T_{cm}.P} \right) \left(\frac{1 + 8.T_{cm}.P}{8.T_{cm}.P} \right) \quad (II.63)$$

La présence d'un zéro dans la fonction (II.59), engendre un dépassement important, ce qui nécessite l'insertion d'un filtre (correcteur) sur la consigne de vitesse, $G_F(P)$:

$$G_F(P) = \left(\frac{1}{1 + 8.T_{cm}.P} \right) \quad (II.64)$$

Comme on peut envisager une autre solution qui est l'utilisation d'un régulateur de type IP ou lieu de PI, Fig. II.47

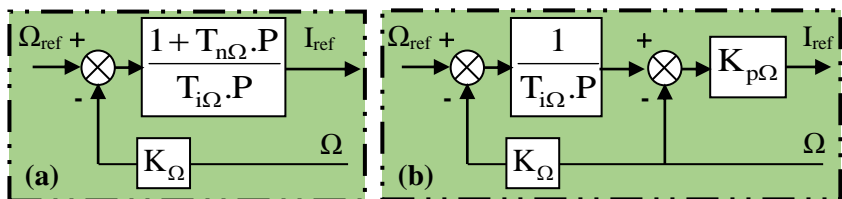


Fig. II.47 Schéma fonctionnel de régulateurs linéaires : (a) de type PI ; (b) de type IP

Chapitre III

Réglage et variation de vitesse
des machines asynchrones
triphases par des convertisseurs
statiques

III.1. Entraînement électrique en alternatif

Nous admettons que la chaîne d'entraînement électrique, Fig. III.1 (illustre le schéma synoptique global de la chaîne proposée), est alimentée par une source de tension continue et le courant absorbé par la machine via l'onduleur est sans ondulations.

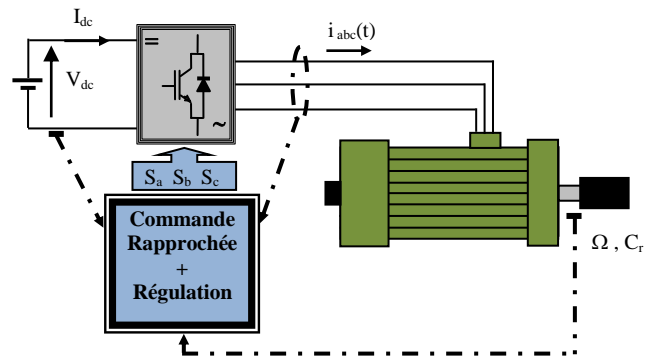


Fig. III.1 Schéma synoptique de la chaîne d'entraînement électrique, avec une Machine-AC.

III.1.1. Onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une tension continue à une tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. La puissance maximale transmise est déterminée par les caractéristiques propres de la machine et de l'onduleur lui-même.

➤ Modélisation de l'onduleur triphasé

Pour alimenter la machine asynchrone ou synchrone, un onduleur, Fig.III.2, est utilisé pour convertir les grandeurs continues en grandeurs alternatives. Nous supposons que l'onduleur est sans pertes par conduction et par commutation dans les semi-conducteurs. Les équations (III.1) montrent les relations liées au fonctionnement de l'onduleur.

On fait l'hypothèse que la charge de l'onduleur est équilibrée, ce qui, dans notre cas revient à considérer que la machine possède trois armatures identiques. L'équilibre des courants impose alors l'équilibre des tensions simples :

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad \Rightarrow \quad V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (III.1)$$

Il est alors possible d'exprimer simplement le potentiel de chaque bras par rapport au neutre de la charge en fonction des états de conduction, Fig.III.3.

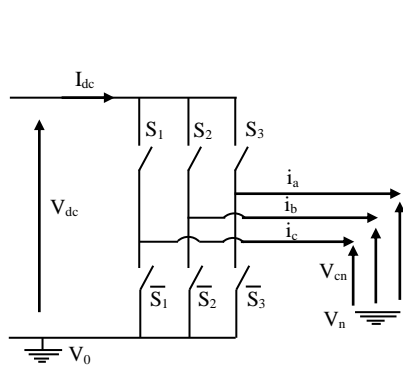


Fig. III.2 Schéma de l'onduleur de tension

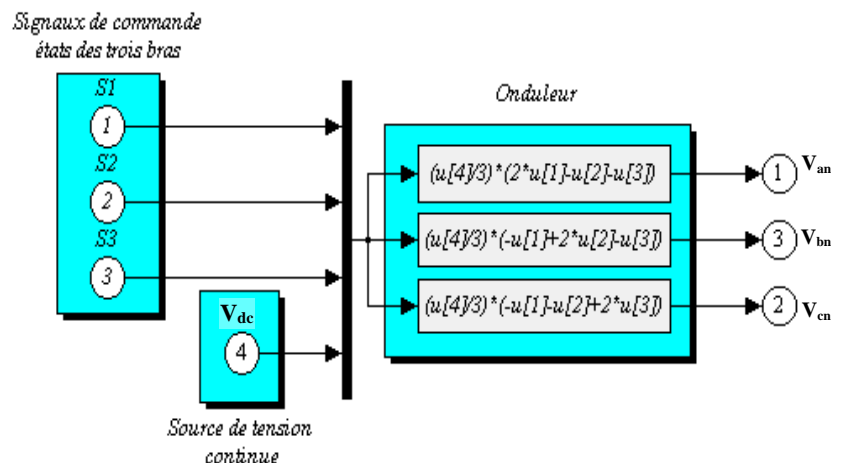


Fig. III.3 Schéma de simulation de l'onduleur de tension

$$V_n = \frac{1}{3}(S_1 + S_2 + S_3) \cdot V_{dc} \quad (III.2)$$

$$\begin{cases} V_{an} = S_1 \cdot V_{dc} - V_n = \frac{1}{3}(2 \cdot S_1 - S_2 - S_3) \cdot V_{dc} \\ V_{bn} = S_2 \cdot V_{dc} - V_n = \frac{1}{3}(2 \cdot S_2 - S_1 - S_3) \cdot V_{dc} \\ V_{cn} = S_3 \cdot V_{dc} - V_n = \frac{1}{3}(2 \cdot S_3 - S_2 - S_1) \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (III.3)$$

III.1.2. Commande rapprochée

III.1.2.1. Commande MLI triangulo-sinusoidal, Fig.III.4 :

La Modulation de Largeur d’Impulsion (MLI) construit les signaux de commande pour l’onduleur. La MLI peut être modélisée en valeur moyenne ou en valeur instantanée. En valeur instantanée, les sorties de la MLI correspondent aux états de conduction de chaque bras. La MLI construit des impulsions dont la durée est liée au gain de la commande.

Les modulatrices, donne les allures de des grandeurs de sorties, alors que, la porteuse est à haute fréquence. Ce qui impose deux paramètres à régler :

- Indice de modulation ; $M = (f_p / f_M)$ qui prend en générale une valeur impaire et multiple de 3 ; $M = 6 \cdot \chi + 3$;

Avec ; χ : Entier naturel.

- Coefficient de réglage ; $r = (V_M / V_p)$. En pratique on prend une valeur de $r = 0,8$.

III.1.2.2. La commande MLI vectorielle

La MLI vectorielle est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des moteurs alternatifs. Contrairement à d’autres méthodes, la MLI vectorielle ne s’appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l’onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé et approché sur une période de modulation T_m par un vecteur tension moyenne. Le vecteur de tension de contrôle V_{ref} peut être défini de plusieurs manières, Fig. III.5, dans le plan des tensions. Soit en coordonnées polaires :

$$\vec{V}_{ref} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot e^{j\delta} \quad (III.4)$$

On peut l’écrire aussi, en coordonnées cartésiennes (référence correspondant à la transformation de Concordia).

$$\vec{V}_{ref} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (III.5)$$

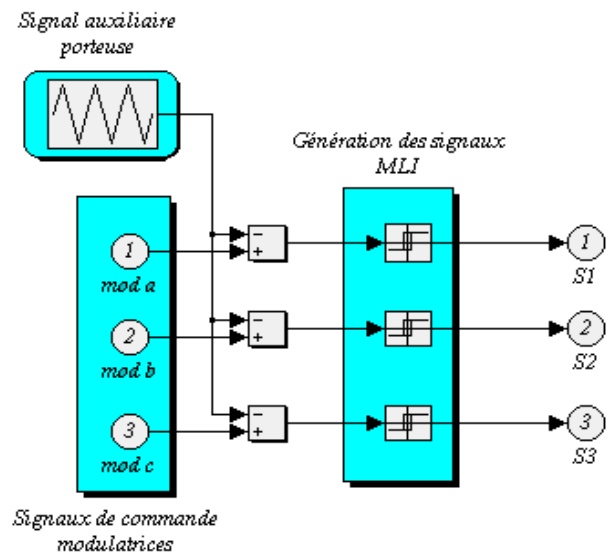


Fig. III.4 Schéma de simulation de la MLI triangulo-sinusoidal

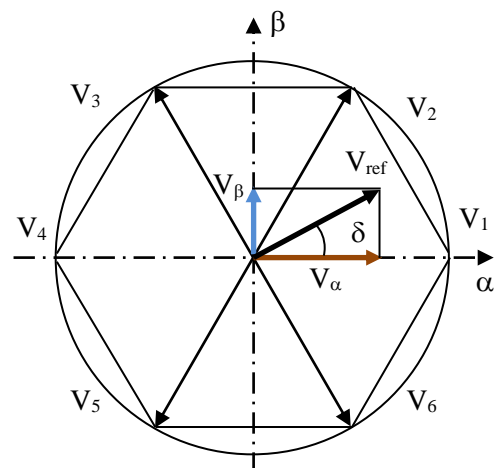


Fig. III.5 Polygone des vecteurs tensions

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \cos \delta \\ V_{s\beta} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin \delta \end{cases} \quad (III.6)$$

Le vecteur tension de contrôle $V_{réf}$ est approché, sur une période de modulation T_m , par la génération d'un vecteur de tension moyen $\langle V \rangle$ élaboré par application des vecteurs d'états de l'onduleur V_i et V_{i+1} adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 . Pour cela le vecteur de référence est échantillonné à la fréquence f_M , la valeur échantillonnée est utilisée pour résoudre les équations suivantes :

$$\begin{cases} (\vec{V}_{réf})_n = \frac{1}{T_m} [T_i \cdot \vec{V}_i + T_{i+1} \cdot \vec{V}_{i+1}] \\ T_0 = T_m - T_i - T_{i+1} \end{cases} \quad (III.7)$$

T_0 est le temps d'application du ou des vecteurs nuls. V_i et V_{i+1} sont les deux vecteurs d'états qui délimitent le secteur i du plan des tensions, Fig. III.6. D'après ce qui a été vu :

$$\vec{V}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad (III.8)$$

$$(\vec{V})_n = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{T_i}{T_m} \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} + \frac{T_{i+1}}{T_m} \cdot e^{j(i)\frac{\pi}{3}} \right] \cdot V_{dc} \quad (III.9)$$

$$(\vec{V}_{réf})_n = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot e^{j\delta} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (III.10)$$

Les relations donnant les durées d'application des vecteurs s'écrivent alors pour une demi période comme suite :

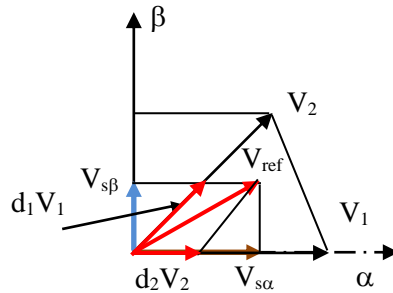


Fig. III.6 Définition du vecteur moyen.

Pour le premier secteur ($V_1 ; i = 1$) :

$$\begin{cases} T_i = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot T_m \cdot \sin \left(i \frac{\pi}{3} - \delta \right) \\ T_{i+1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot T_m \cdot \sin \left(\delta - (i-1) \frac{\pi}{3} \right) \\ T_0 = T_m - T_i - T_{i+1} \end{cases} \quad (III.11)$$

L'indice de modulation r présente le rapport entre la valeur crête du fondamental de la tension de charge souhaitée et l'amplitude des créneaux de la tension de sortie. Le schéma bloc sous Simulink est donné sur la Fig. III.7.

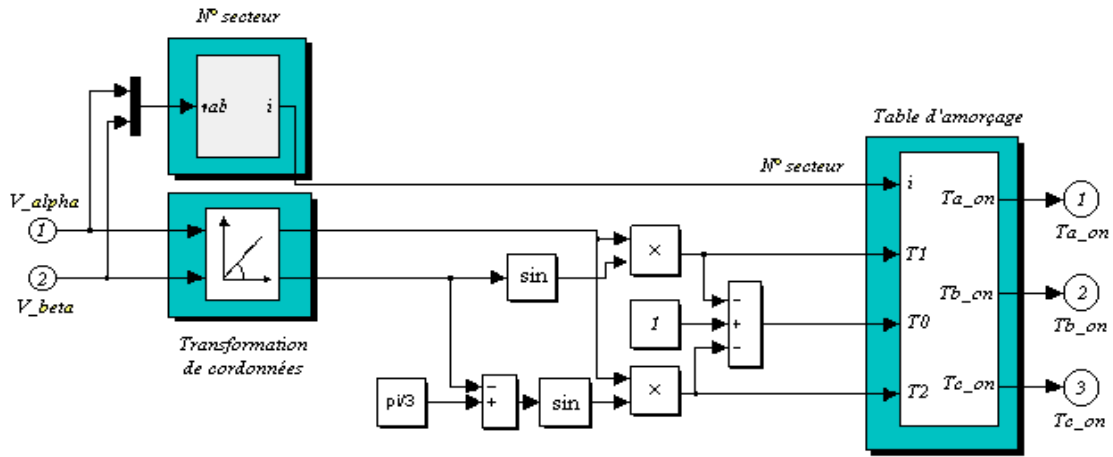


Fig. III.7 Schéma de simulation de MLI vectorielle

III.2. Commande des machines à courant alternatif

Les commandes qui ont été retenues dans ce travail sont : La commande scalaire (en tension et en courant), la commande vectorielle à flux rotorique orientée (directe et indirecte) et la commande directe du couple.

Avant de décrire ces commandes, nous sommes amenés à développer le type de la machine à utiliser, dont on commence par la MAS, pour qu'on puisse passer à la MSAP.

III.3. Réglage et variation de vitesse de la machine asynchrone triphasées

Le réglage de la vitesse d'une machine à induction est compliqué comparé à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, a fait que le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, pour l'obtention des caractéristiques de commande comparables à celle d'un moteur à courant continu, nous faisons recours à des équipements de commandes et de puissances de plus en plus sophistiqué.

Le choix d'un système d'entraînement à vitesse variable, nécessite de connaître les contraintes imposées par la charge à l'ensemble réseau/convertisseur statique/machine : Caractéristiques couple vitesse de la machine entraînée, inertie de la machine entraînée, performances statiques et dynamiques attendues et les régimes et services dans tous les cas d'exploitation.

III.3.1. Constitution et principe de fonctionnement

Nous avons principalement, un circuit magnétique : Composé de deux armatures (l'une creuse, l'autre pleine) séparées par un entrefer étroit, Fig. III.8.

- Stator : Il est fixe ; il porte 03 bobinages (enroulements), à (p) paires de pôles, qui peuvent être en étoile ou en triangle selon le réseau d'alimentation.
- Rotor : C'est une armatures cylindriques concentriques, tournante. Constitué d'un enroulement polyphasé, en court-circuit. Elle peut être de diverses types : bobinée, à cage d'écureuil, massive.

L'enroulement statorique est alimenté par un système triphasé de courants équilibrés crée un flux tournant à la vitesse synchrone Ω_s .



Fig. III.8 Vue d'une coupe sur la machine asynchrone à cage d'écureuil

Avec :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (III.12)$$

$$\text{Où : } \omega_s = 2\pi f \quad (III.13)$$

Le rotor tourne à la vitesse Ω

$$\Omega = \Omega_s (1 - g) = \frac{\omega_s}{p} (1 - g) \quad (III.14)$$

Les conducteurs rotoriques balayés par cette onde tournante le siège d'une f.e.m. induite, donc d'un courant de pulsation :

$$\Omega_g = g \Omega_s = \frac{\omega_s}{p} (g) \quad (III.15)$$

La présence simultanée des courants triphasés et d'un champ magnétique glissant dans les enroulements rotoriques fermés est à l'origine de l'existence d'un couple électromagnétique.

Glissement

Les f.e.m induites dans le rotor dépendent de la vitesse des conducteurs du rotor par rapport au champ tournant. Cette vitesse est dite vitesse de glissement.

Le champ magnétique tourne à la vitesse de synchronisme Ω_s , le rotor tourne à la vitesse Ω .

La vitesse de glissement est $\Omega_g = (\Omega_s - p.\Omega)$:

On définit le glissement par le rapport suivant :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = 1 - \frac{\Omega}{\Omega_s} \quad (III.16)$$

Avec Ω_s : La vitesse de synchronisme en (rd /s).

Ω : La vitesse angulaire du rotor en (rd /s).

g : Le glissement.

On peut aussi le définir à l'aide des nombres de tours par seconde ou par minutes N_s et N

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} = 1 - \frac{N}{N_s} \quad (III.17)$$

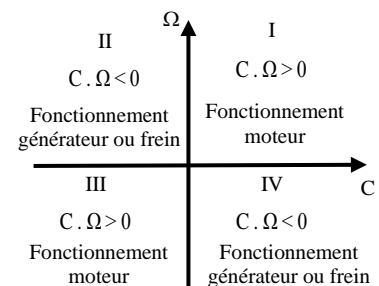
A l'arrêt : $g = 1$ car $N = 0$

Au synchronisme : $g = 0$ car $N = N_s$

III.3.2. Quadrants de fonctionnement

Ces machines sont naturellement réversibles, le cas des machines synchrones et à courant continu. Pour bénéficier de cette propriété, il faut que le convertisseur statique et la source soient également réversibles.

Comme pour une machine à courant continu le choix d'une structure convertisseur/machine asynchrone, pour un fonctionnement dans 1, 2 ou 4 quadrants repose principalement et exclusivement sur le cahier des charges.



Quadrant I : Accélérations contrôlées et décélération non contrôlées, et la machine tourne dans un seul sens ;

Deux quadrants I et II : La machine tourne dans les deux sens avec accélérations contrôlées et décélération non contrôlées ;

Deux quadrants I et IV : La machine tourne dans un seul sens avec accélérations et décélération contrôlées ;

Quatre quadrants (I à IV) : La machine tourne dans les deux sens avec accélérations et décélération contrôlées.

III.3.3. Schéma équivalent de la MAS

La définition du schéma équivalent de la machine asynchrone est basée sur le modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator. De plus, afin de tenir compte des pertes fer, une résistance R_μ est ajoutée en parallèle avec l'inductance L_s , ce qui donne le schéma de la Fig. III.9.

$m_{s \rightarrow r} = \frac{M}{L_s}$: Rapport de transformation dans le sens stator-rotor ;

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{(L_r \cdot L_s)}$: Coefficient de dispersion de

Blondel ;

$N_r = \sigma \cdot L_r$: Inductance de fuites totalisée au rotor ;

$I_r' = \left(\frac{M}{L_s}\right) I_r$: Courant rotorique ramené au stator ;

$N_r' = \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 N_r$: Inductance de fuites totalisées au rotor ;

$R_r' = \left(\frac{L_s}{M}\right)^2 R_r$: Résistance rotorique ramenée au stator.

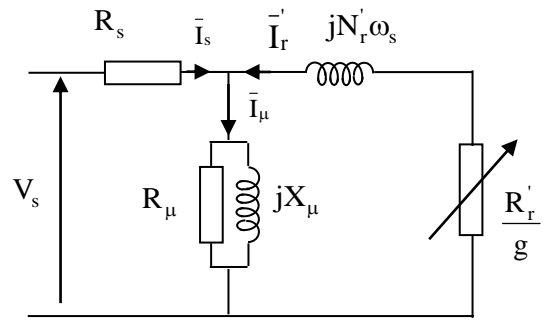


Fig. III.9 Schéma équivalent d'une machine asynchrone- Modèle à fuites totalisées au rotor ramené au stator avec prise en compte des pertes fer

III.3.4. Bilan de puissance, le rendement et le couple

La puissance absorbée par le moteur est : $P_a = 3V_s I_s \cos \varphi = \sqrt{3} U_s I_s \cos \varphi$ (III.18)

➤ Une faible partie de la puissance absorbée est perdue dans le stator, par effet Joule dans les bobinages et par courants de Foucault et hystérésis dans le fer. On appelle puissance électromagnétique la puissance transmise au rotor qui est donnée comme suit :

$$P_{em} = P_a - p_{stator} = C_{em} \Omega_s \quad (III.19)$$

D'où :

$$P_{stator} = P_{Js} + P_{fs} \quad (III.20)$$

$$P_{Js} = 3R_s I_s^2 \quad (III.21)$$

$$P_{fs} = 3 \frac{V_s^2}{R_\mu} \quad (III.22)$$

Tel que : p_{Js} : Pertes par effet Joule au stator
 p_{fs} : Perte fer dans le stator
 R_μ : Résistance de la branche magnétisante

➤ Une partie de la puissance électromagnétique P_{em} est dissipée en pertes Joule rotorique p_{Jr} ; le reste est transformé en puissance mécanique P_m .

$$p_{Jr} = 3 \cdot R_r I_r^2 = 3 \cdot R_r' I_r'^2 = g \cdot P_{em} \quad (III.23)$$

➤ Généralement, la relation (III.23) est utilisée surtout dans le cas d'une machine asynchrone à cage puisque, où, on n'a pas accès au rotor.

$$P_m = P_{em} - p_{Jr} = P_{em} (1 - g) \quad (III.24)$$

➤ De la puissance mécanique, on soustrait les pertes mécaniques $p_{méc}$ qui sont dues au frottement, ventilation, ... etc. Pour arriver à la puissance utile P_u qui est donnée par :

$$P_u = P_a - \sum p_{\text{pertes}} \quad (\text{III.25})$$

Avec :

$$\sum p_{\text{pertes}} = p_{J_s} + p_{f_s} + p_{J_r} + p_{\text{méc}} \quad (\text{III.26})$$

Le bilan de puissances est résumé sur l'arbre schématisé sur la Fig. (III.10) :

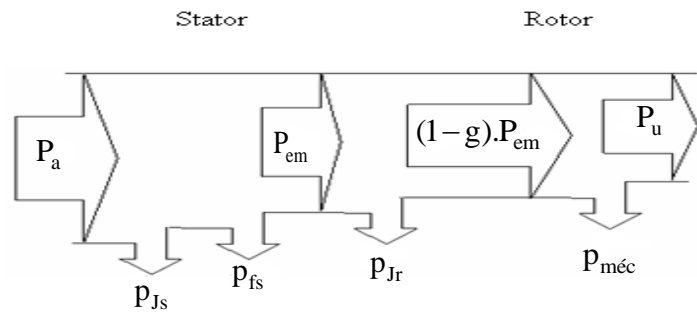


Fig. III.10 Schéma représentatif du bilan de puissance d'un moteur asynchrone

✓ Le rendement

Le rendement de la transformation électromagnétique d'énergie s'exprime :

$$\eta_{\text{em}} = \frac{P_{\text{méc}}}{P_{\text{em}}} = \frac{P_{\text{em}} - p_{J_r}}{P_{\text{em}}} = 1 - \frac{p_{J_r}}{P_{\text{em}}} = 1 - g \quad (\text{III.27})$$

Le rendement total de la machine asynchrone est le rapport de la puissance utile P_u et celle absorbée par le moteur est donnée par :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{P_a - \sum p_{\text{pertes}}}{P_a} = 1 - \frac{\sum p_{\text{pertes}}}{P_a} \quad (\text{III.28})$$

Le couple électromagnétique ; $C_{\text{em}} = \frac{P_{\text{em}}}{\Omega_s} \quad (\text{III.29})$

Le couple mécanique ; $C_m = \frac{P_m}{\Omega} = (1 - g) \cdot \frac{P_{\text{em}}}{\Omega} \quad (\text{III.30})$

Le couple utile ; $C_u = C_m - \frac{P_m}{\Omega} = \frac{P_u}{\Omega} \quad (\text{III.31})$

III.3.5. Fonctionnement de la machine asynchrone

La caractéristique électromécanique exprime l'évolution du couple électromagnétique en fonction du glissement. Il est donné par la relation suivante :

$$C_{\text{em}} = 3 \cdot \frac{p}{\omega_s} \cdot V_s^2 \cdot \left(\frac{R_r'}{g} \right) \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_r'}{g} \right)^2 + (N_r' \cdot \omega_s)^2} \quad (\text{III.32})$$

Pour une fréquence donnée de la tension d'alimentation et pour un glissement donné, le couple C_{em} développé par la machine est proportionnel au carré de la tension d'alimentation.

Pour la détermination du couple maximal développé par la machine, on dérive l'équation (III.32) par rapport au glissement, ce qui nous ramène au calcul du glissement critique, ce qui nous donne :

$$\left. \frac{dC_{\text{em}}}{dg} \right|_{g_{\text{cr}}} = 0 \quad (\text{III.33})$$

$$\Rightarrow g_{\text{cr}} = \frac{R_r'}{N_r' \cdot \omega_s} = \frac{R_r}{N_r \cdot \omega_s} ; \text{ Avec un signe (-) pour un G et un signe (+) pour un M}$$

$$C_{\text{em_max}} = C_{\text{em}}(g_{\text{cr}}) = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{N_r'} \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (\text{III.34})$$

Si le glissement est nul ($g = 0$), on obtient un couple nul.

La représentation de la caractéristique $C_{em} = f(g)$ pour un fonctionnement moteur est donnée par la figure suivante :

La caractéristique $C_{em} = f(g)$ représente deux fonctionnements différents, Fig. III.11 :

- Zone de fonctionnement stable : $0 \leq g \leq g_{cr}$ pour une pente $\frac{dC_{em}}{dg} > 0$
- Zone de fonctionnement instable : $g_{cr} < g \leq 1$ pour une pente $\frac{dC_{em}}{dg} < 0$

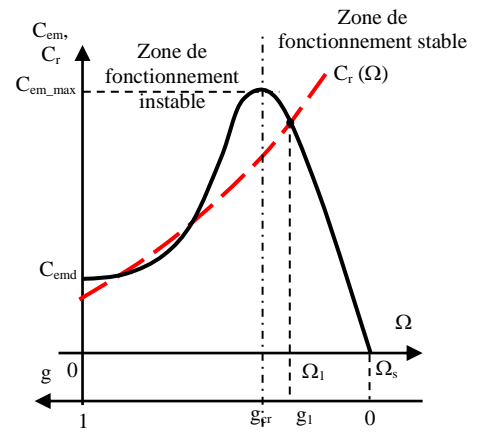


Fig. III.11 Caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un moteur asynchrone

III.3.6. Principe de variation de vitesse du moteur asynchrone

La vitesse de rotation d'un moteur asynchrone est donnée par l'équation suivante :

$$N = (1 - g) \frac{60 \cdot f_s}{p} \quad [\text{tr/min}] \quad (\text{III.35})$$

D'après l'équation (III. 35) la variation de la vitesse de rotation d'un moteur asynchrone peut être effectuée, en agissant sur le nombre de paires de pôles ou en augmentant le glissement ou bien avec le changement de la fréquence statorique.

- Pour accroître le glissement du moteur alimenté à fréquence constante :
 - On ne peut que réduire la tension d'alimentation, si le rotor est à cage.
 - On peut augmenter la résistance par phase rotorique R_r à l'aide d'un rhéostat, si le rotor est à bague.
 - On peut prélever de la puissance entre les bagues du rotor.
- Pour faire varier la fréquence f_s on peut :
 - Soit construire les tensions appliquées au moteur en prenant des portions convenablement choisies des tensions du réseau.
 - Soit passé par l'intermédiaire d'un bus continu, c'est-à-dire utiliser un redresseur suivi d'un onduleur avec une cellule continue.

III.3.7. Différents types de variateurs de vitesse de la MAS

III.3.7.1. Réglage de la vitesse par la modification du nombre de pair de pôles

On modifie le nombre de pair de pôles par commutation sans modifier l'implantation des bobinages du stator.

Dans la pratique, on construit des moteurs dont le stator prend plusieurs polarités différentes par simple modification du couplage des bobines statoriques convenablement dimensionnées. Le rotor à cage d'écureuil convient à toute polarités.

III.3.7.2. Réglage de vitesse à fréquence constante $f_s = \text{Cst}$

A- Variation de la tension statorique V_s

C'est la méthode la plus simple pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone, ce qui consiste à l'alimenter à fréquence constante, en faisant varier la valeur de la tension à ses bornes.

Ce qui consiste à placer entre le réseau et le moteur un gradateur. Ce qui permet de faire varier la vitesse par action sur l'angle de passage des courants durant chaque alternance, Fig. III.12. Nous obtenons un faisceau de caractéristiques, Fig. III.13.

Cette méthode limite elle-même le domaine de son utilisation : On réduit la tension pour diminuer le couple afin que la vitesse décroisse. Son utilisation est réservée particulièrement pour les moteurs à cage.

Ce procédé présente trois (03) inconvénients major :

- Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse, car on ne peut faire varier la vitesse à vide imposée par la fréquence ;
- Les pertes par effet Joule rotorique sont proportionnelles au glissement, $P_{Jr} = g.P_{em}$;
- A glissement donné, le couple est proportionnel au carré de la tension ;

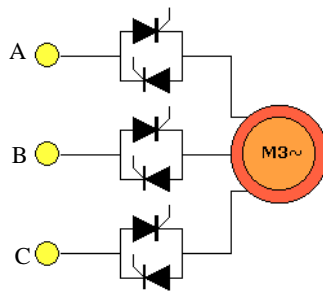


Fig. III.12 Alimentation d'une MAS par un gradateur

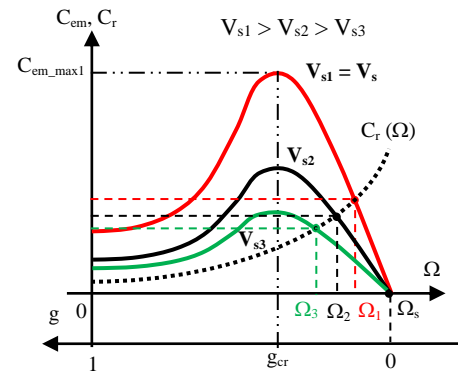


Fig. III.13 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un MAS - Réglage de V_s

Ce procédé n'est utilisable que pour l'entraînement des charges dont le couple croît très vite avec la vitesse (pompes, ventilateurs), $C_r = K.\Omega^2$. De plus, la variation de tension obtenue par un gradateur à thyristors mais cela provoque une forte pollution du réseau, ce qui peut être évité, tout en utilisant un gradateur MLI.

❖ Un autre élément peut être utilisé pour faire varier la tension V_s , par un autotransformateur à la place du gradateur. Ce qui conduit à un montage encombré avec des pertes de puissance supplémentaire ce qui se répercute sur le rendement du système. En plus, de la consommation de puissance réactive additionnelle.

B. Variation de la résistance rotorique

La façon la plus classique d'augmenter le glissement en charge, d'un moteur à rotor bobiné, est d'utiliser un rhéostat au rotor, Fig. III.14.

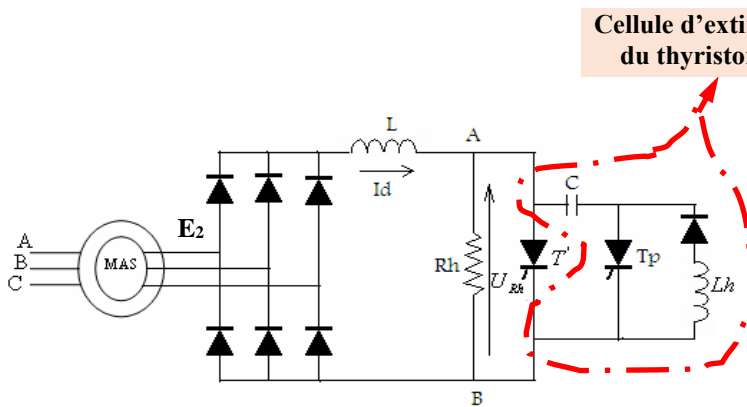


Fig. III.14 Réglage électronique de la résistance rotorique.

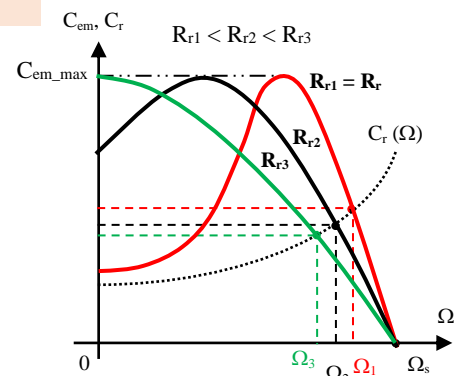


Fig. III.15 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un MAS - Réglage de R_r .

Ce procédé est simple à utiliser, dont il présente deux avantages :

- Il permet de faire varier la vitesse d'entraînement d'une charge quelconque ($C_r = f(\Omega)$), car la partie utilisée des caractéristiques $C_{em} = f(\Omega)$ est toujours stable, Fig. III.15 ;

Les pertes dues à l'augmentation du glissement sont dissipées dans le rhéostat et non plus dans le moteur. Celui-ci peut développer son couple nominal à toutes les vitesses. Mais cela engendre deux inconvénients :

- ✓ Ce n'est pas un vrai réglage de vitesse, $\Omega_0 \cong \Omega_s$.
- ✓ L'augmentation du glissement se fait par l'accroissement de R_{ri} , ce qui fait au détriment du rendement par augmentation des pertes par effet Joule rotorique.

Avec :

T' : Interrupteur à blocage commandé ;

R_h : Rhéostat de réglage ;

L : Inductance.

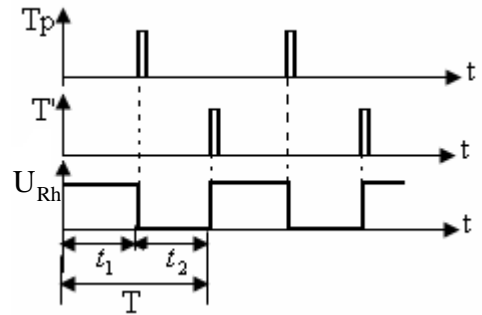


Fig. III.16 Allure de la tension aux bornes de R_h , avec les impulsions des deux interrupteurs (thyristors) du hacheur

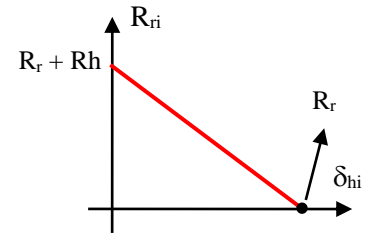


Fig. III.17 Evolution de R_{ri} (δ_{hi})

$$R_{ri} = (R_r + R_{h_i}) \quad (III.36)$$

Sachant que, R_{h_i} : la valeur de rhéostat à la position i .

Pour faire varier la résistance apparente (R_h) on agit sur la durée de conduction de l'interrupteur statique T' , c'est-à-dire par la variation du rapport cyclique du hacheur, Fig. III.16 et III.17.

$$I_{d(Rh)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_d dt = \bar{I}_d ; \quad (III.37)$$

Si on pose : $t_1 = T_d$; $t_2 = T_c$

$$\Rightarrow \bar{I}_{Rh} = \frac{1}{T} \int_0^{T_d} I_d dt \quad (III.38)$$

$$\Rightarrow \bar{I}_{Rh} = I_d \cdot \left(\frac{T_d}{T} \right)$$

$$\Rightarrow U_{(Rh)} = \bar{I}_{Rh} \cdot R_d = I_d \left(\frac{T_d}{T} \right) R_h \quad (III.39)$$

$$R_{eq} = R_{h_i} = R_h \cdot \left(\frac{T_d}{T} \right) = R_d \cdot \left(1 - \left(\frac{T_c}{T} \right) \right) \quad (III.40)$$

Où : $\delta_h = \frac{T_c}{T}$ Rapport cyclique du hacheur.

$$\Rightarrow R_{eq} = R_{h_i} = R_h \cdot (1 - \delta) \quad (III.41)$$

$$(1 - \delta_i) = K_i \Rightarrow \begin{cases} \text{Si } \delta \text{ augmente} \Rightarrow K \text{ diminue} \Rightarrow R_{eq} \text{ diminue} \\ \text{Si } \delta \text{ diminue} \Rightarrow K \text{ augmente} \Rightarrow R_{eq} \text{ augmente} \end{cases}$$

$\bar{I}_d = I_{d(Rh)}$: Courant moyen ;

T : Période du hacheur ;

T_d : Durée de conduction du hacheur ;

T_c : Durée de blocage du hacheur.

- Le redresseur à diode avec le hacheur peuvent être remplacé par un gradateur triphasé alimentant trois résistances (R_h) pour chaque phase. En agissant sur la valeur de la puissance dissipée dans les trois résistances, par la variation du courant rotorique, Fig. III.18.

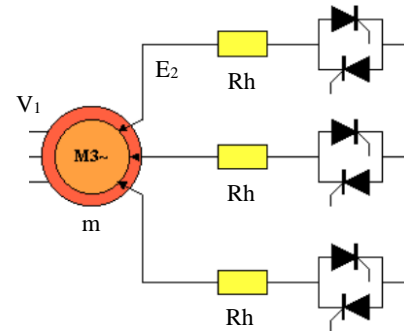


Fig. III.18 Variateur de la résistance rotorique par un gradateur

C. Cascade hyposynchrone (variation de vitesse par récupération de puissance rotorique)

En agissant sur la puissance prélevée entre les bagues, on peut régler la vitesse du moteur asynchrone à bague alimenté directement par le réseau à tension et à fréquence constante, en utilisant la cascade hyposynchrone, qui est munie d’un convertisseur statique au niveau du rotor, Fig. III.19. Ce qui rend la MAS connectée au réseau de deux cotés, via un convertisseur de fréquence AC/AC au rotor, alors qu’au stator nous aurons une liaison directe.

L’avantage principal de ce procédé est que le couple électromagnétique (C_{em}) est proportionnel au courant dans le bus continu (I_d), selon l’équation suivante :

$$C_{em} = \left(\frac{g \cdot E_{d0}}{\Omega_s} \right) \cdot I_d = K_d \cdot I_d \tag{III.42}$$

Ce qui revient à la loi de commande du couple d’une MCC.

Ce procédé peut être réaliser par deux méthodes différentes selon le convertisseur à associer :

C.1. Convertisseur indirect (Redresseur + Onduleur)

La cascade hyposynchrone se compose d’un pont redresseur triphasé non commandé pour redresser les tensions recueillies entre les bagues, débitant dans un onduleur triphasé non autonome pour onduler les tensions redressées afin de réinjecter la puissance de glissement sur le réseau d’alimentation, Fig. III.19. Ce qui permet d’améliorer le rendement de la chaîne.

Pour réinjecter la puissance rotorique dans le réseau d’alimentation, il faut prévoir un système d’adaptation de la fréquence ($f_r = g \cdot f_s$) et de la tension rotorique ($g \cdot E_{20} = m \cdot V_s = E_2$) au réseau d’alimentation (f_s, V_s).

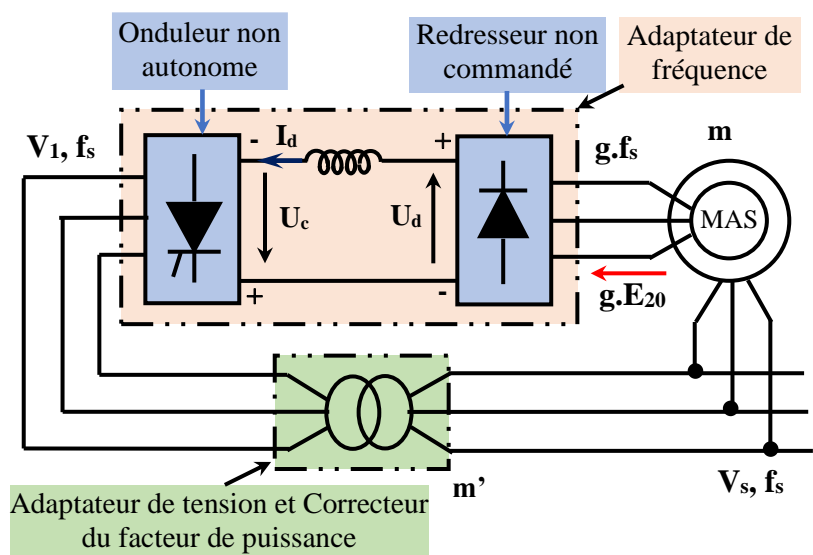


Fig. III.19 Schéma de principe d’une cascade hyposynchrone, réalisée par un convertisseur indirect

Les rapports de transformations de la MAS et du transformateur sont donnés par :

$$m = \left(\frac{E_{20}}{V_s} \right) ; m' = \left(\frac{V_1}{V_s} \right) \quad (III.43)$$

Nous avons :

$$U_d = -U_c \quad (III.44)$$

$$\begin{cases} U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} (g \cdot E_{20}) \\ U_c = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_1 \cdot \cos(\alpha) \end{cases} \quad (III.45)$$

$$\Rightarrow U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} (g \cdot E_{20}) = -U_c = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_1 \cdot \cos(\alpha) \quad (III.46)$$

$$\Rightarrow g = -\left(\frac{V_1}{E_{20}} \right) \cdot \cos(\alpha)$$

$$\text{Où ; } \frac{\pi}{2} < \alpha \leq \pi$$

$$\frac{\left(\frac{V_1}{V_s} \right)}{\left(\frac{E_{20}}{V_s} \right)} = \frac{m'}{m} \Rightarrow g = -\left(\frac{m'}{m} \right) \cdot \cos(\alpha) \quad (III.47)$$

$$\begin{cases} \frac{m'}{m} = 1 ; \Rightarrow g = -\cos(\alpha) \\ \text{Si } \alpha \text{ varié entre } \left[\frac{\pi}{2} \rightarrow \pi \right] \Rightarrow g \text{ varié entre } [0 \rightarrow 1] \end{cases}$$

Dans la pratique, on fixe la plage de variation de la vitesse par $\frac{m'}{m} = g_{cr}$; alors que la variation de la vitesse elle-même est assurée par α . $\Rightarrow g = -g_{cr} \cdot \cos(\alpha)$.

C.2. Convertisseur direct

La conversion de fréquence est assurée par un convertisseur direct, soit un cycloconvertisseur ou un convertisseur matriciel, qui permet un transfert de puissance dans les deux sens c'est-à-dire du réseau vers le rotor du moteur et vice versa, ce qui donne un fonctionnement réversible, Fig. III.20.

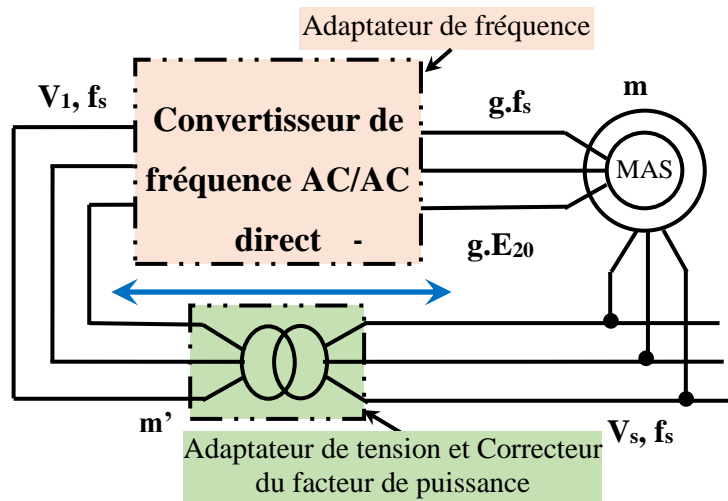


Fig. III.20 Schéma de principe d'une cascade hyposynchrone, réalisée par un convertisseur de fréquence AC/AC direct

La machine asynchrone peut avoir un fonctionnement hypo synchrone si $\omega < \omega_s$ ou hyper synchrone si $\omega > \omega_s$. Elle peut absorber ou fournir des puissances rotoriques au réseau.

En supposant un fonctionnement à puissance P_a constante, les différents modes de fonctionnement peuvent être mise sous la forme suivante :

Tableau. III.1 Description des modes de fonctionnement

Puissance mécanique $P_m = (1-g) P_a$	Puissance absorbée P_a	Puissance électromagnétique $P_{em} = g P_a$	Mode	Fonctionnement
$P_m > 0$ Fournie à la charge	$P_a > 0$ $P_m < P_a$	$P_{em} > 0$ Fournie par le rotor au réseau	Hyposynchrone $0 < g < 1$	Moteur
$P_m < 0$ Fournie par la charge	$P_a < 0$ $P_m < P_a$ $ P_m > P_a $	$P_{em} > 0$ Fournie par le rotor au réseau	Hypersynchrone $-1 < g < 0$	Génératrice

Remarque : Si $g = 0$, le fonctionnement correspond à une machine asynchrone synchronisée.

III.3.7.3. Réglage de la vitesse à fréquence variable

A. Variation de la fréquence statorique

La plupart des variateurs de vitesse pour moteur asynchrone sont destinés à être utilisés pour des moteurs à cage. Le rendement de ces moteurs n'est bon que s'il tourne au voisinage de la vitesse synchrone.

Nous avons le flux Φ_s est estimé à (V_s/f_s) ; R_s négligeable (ce qui est valable pour MAS à puissance élevée), ce qui permet d'écrire ;

$$\Phi_s \approx \frac{V_s}{\omega_s} = \frac{V_s}{2\pi \cdot f_s} \tag{III.48}$$

D'après la relation (III.48), où nous avons $V_s = V_n$; Ce qui limite ce fonctionnement que pour faire réduire le flux, agissant sur f_s au-delà de f_{sn} . Pour cela la MAS doit être alimentée par un convertisseur délivrant une fréquence supérieure à f_{sn} . Dont la caractéristique $C_{em} = f(\Omega)$ sera donnée par le schéma suivant, Fig. III.21.

$$g_{cr} = \frac{R'_r}{N'_r \cdot 2\pi \cdot f_s} = \frac{R_r}{N_r \cdot 2\pi \cdot f_s} = K \left(\frac{1}{f_s} \right) \tag{III.49}$$

$$\begin{cases} C_{em_max} = C_{em}(g_{cr}) = \underbrace{\left(\frac{3}{2} \cdot \frac{p}{N'_r} \cdot \left(\frac{V_s}{2\pi} \right)^2 \right)}_{C_{em_max}(f_s)} \cdot \frac{1}{(f_s)^2} \\ C_{em}(g_{cr_i}) = C_{em_max_i}(f_{si}) \cdot \frac{1}{(f_{si})^2} \end{cases} \tag{III.50}$$

Deux principes peuvent être utilisés pour obtenir à partir d'un réseau industriel à tension et à fréquence fixe, les tensions d'alimentations du moteur.

- La conversion directe qui consiste à délivrer les tensions à appliquer à la machine par un échantillonnage convenable des tensions du réseau, c'est la technique des convertisseurs direct de fréquence ;

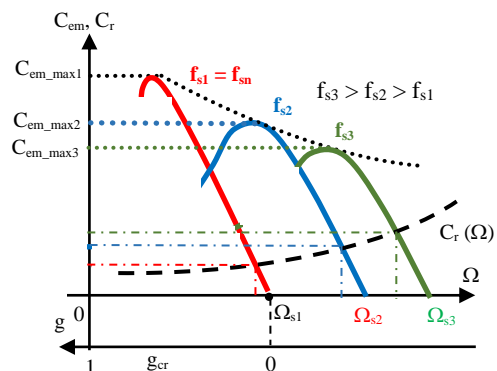


Fig. III.21 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un MAS - Réglage de f_s

- La conversion indirecte où l'on redresse les tensions du réseau, pour être utilisé et attaqué un onduleur qui à son tour alimente le moteur à fréquence variable.

A.1. Convertisseur direct

Dans ce cas, on ne peut qu'utiliser un convertisseur matriciel pour permettre l'augmentation de la plage de variation de fréquence de sortie. Cependant, dans le cas d'un cycloconvertisseur est limitée à $(\frac{2}{3}) \cdot f_s$ pour une association de PD3 ou à $(\frac{1}{3}) \cdot f_s$ pour des P3.

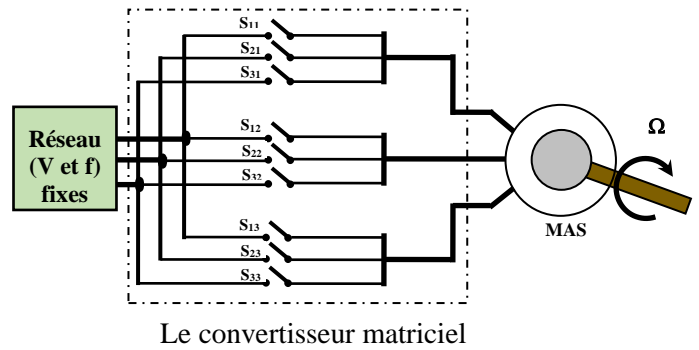


Fig. III.22 Schéma de principe d'un convertisseur matriciel alimentant une MAS

➤ Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de convertisseur direct. Il permet d'obtenir un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel, Fig. III.22.

On parle dans ce cas d'une conversion directe de fréquence, réalisée sans circuit intermédiaire.

Les performances du convertisseur matriciel sont données par les aspects suivants :

- ✓ Le rapport de transformation entre la tension de sortie et celle d'entrée est variable.
- ✓ Le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge.
- ✓ Le facteur de puissance à l'entrée est réglable, même il peut être unitaire.
- ✓ Il est possible d'imposer la fréquence de sortie à partir d'un régime continu jusqu'à une valeur maximale qui est limité uniquement par la fréquence de pulsation maximale admissible.
- ✓ Le convertisseur matriciel fonctionne sans restriction dans les quatre quadrants du plan tension-courant.

A.2. Convertisseur indirecte (redresseur + onduleur)

Pour les équipements de faible ou moyenne puissance, quand on doit utiliser un moteur à cage, on passe par l'intermédiaire d'un bus continu, Fig. III.23. On redresse les tensions du réseau puis, grâce à un onduleur, on produit les signaux de fréquence variable.

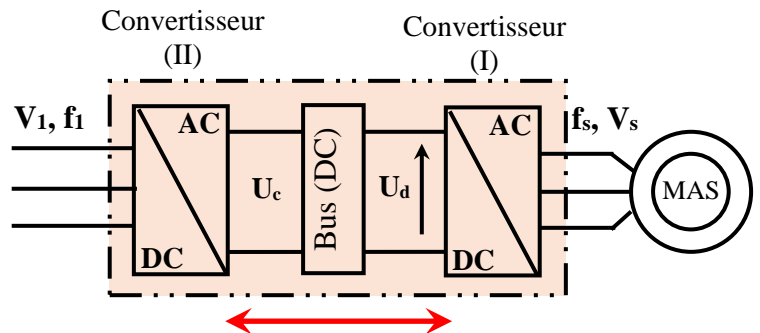


Fig. III.23 Schéma de principe d'un convertisseur indirect alimentant une MAS

B. Fonctionnement à flux constant

La relation du couple de la machine asynchrone, (III.32), peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = 3 \cdot p \cdot \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \cdot \frac{\omega_r \cdot R_r'}{(R_r')^2 + (N_r' \cdot \omega_r)^2} ; \\ \Rightarrow C_{em} = 3 \cdot p \cdot \Phi_s^2 \cdot \frac{\omega_r \cdot R_r'}{(R_r')^2 + (N_r' \cdot \omega_r)^2} \end{cases} \quad (III.51)$$

Pour les faibles valeurs du glissement $g \ll 0$, la relation (III.51) s'écrit :

$$C_{em} = \frac{3 \cdot p}{R_r'} \cdot \Phi_s^2 \cdot \omega_r \quad (III.52)$$

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3 \cdot p}{R_r} \cdot \Phi_s^2 \cdot (g \cdot \omega_s) = \frac{3 \cdot p}{R_r} \cdot \underbrace{\Phi_s^2 \cdot 2\pi}_{\beta} \cdot \left(f_s - p \cdot \frac{N}{60} \right); \\ \Rightarrow C_{em} = \beta \cdot \left(f_s - p \cdot \frac{N}{60} \right); \text{ avec } N \text{ en } \left(\frac{\text{tr}}{\text{min}} \right); \end{cases} \quad \text{(III.53)}$$

Pour contrôler le couple électromagnétique de la MAS, nous voyons d'après la relation ci-avant qu'il faille contrôler le flux et la pulsation des grandeurs rotoriques ω_r .

La caractéristique $C_{em}(\Omega)$ est donc paramétrée par f_s . Lorsqu'on fait varier la valeur de la fréquence (pulsation) synchrone, on obtient un faisceau de caractéristiques donné par la Fig. III.24.

Ce faisceau de caractéristiques $C_{em}(\Omega)$ est tout à fait analogue à celle d'une MCC à excitation séparée, dont le paramètre de réglage de vitesse est la tension d'induit. En effet, le réglage de vitesse d'une MAS est réalisé par la variation de la fréquence d'alimentation tout en maintenant le flux constant.

Ce procédé est réalisable, par l'insertion d'un convertisseur de fréquence direct ou indirect, Fig. III.22, Fig. III.23 et Fig. III.25.

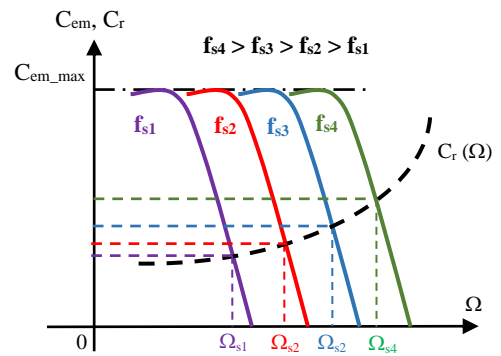


Fig. III.24 Evolution de la caractéristique $C_{em}(\Omega)$ d'un MAS - Réglage de Φ_s .

Cycloconvertisseur : C'est un convertisseur statique qui permet de faire varier une fréquence d'alimentation donnée à une fréquence variable.

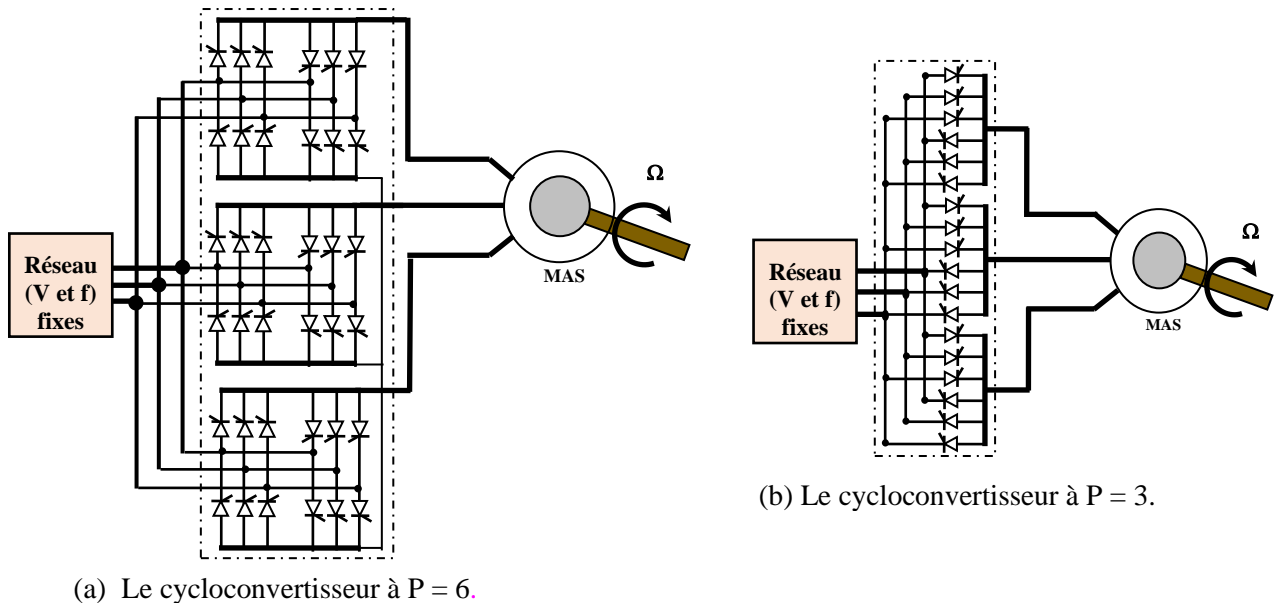


Fig. III.25 Schéma de principe d'un cycloconvertisseur alimentant une machine asynchrone

Ce dispositif présente l'avantage d'être réversible, de plus, le convertisseur utilisé est un convertisseur à commutation simple (naturelle).

Alors que, ses inconvénients majeurs sont : Envoyer au réseau des courants harmoniques importants, ce qui cause la consommation de la puissance réactive élevée, de plus, il ne peut fournir que des fréquences de sorties nettement inférieures à la fréquence du réseau d'alimentation. Le nombre de thyristors nécessaires ne rend le procédé intéressant qu'aux fortes puissances.

III.3.8. Commande scalaire

La réalisation de la commande scalaire d'une MAS est fondée sur la base de maintenir le flux constant dans la machine, tout en agissant sur la fréquence d'alimentation statorique pour le réglage de vitesse ; Dont l'objectif est de faire fonctionner la MAS sous des performances optimales. Ce dernier est obtenu si le couple maximal disponible est maintenu constant le long de ce fonctionnement, selon la relation (III.54). Deux types de commandes scalaires peuvent être envisagées selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension, ce qui dépend principalement de la topologie du convertisseur statique utilisé (onduleur de tension ou de courant).

$$C_{em_max} = \underbrace{\left(\frac{3 \cdot p}{2 \cdot N_r'} \right)}_{Cst.} \cdot \Phi_s^2 ; \tag{III.54}$$

Si on maintient le Φ_s const. $\Rightarrow C_{em_max} = Const.$

III.3.8.1. Commande scalaire en tension

Dans ce cas, la machine est alimentée par un onduleur de tension à MLI. La valeur efficace de la tension statorique V_s doit être réglée de manière à garder le flux Φ_s constant dans la machine.

Le maintien du $\Phi_s = \Phi_{sn}$ constant est conditionné par la fréquence d'alimentation statorique comme le montre la relation (III.55) :

$$\Phi_s = \left(\frac{V_s}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \right) \tag{III.55}$$

- Comme tout type de commande, nous avons quelques reproches importants à signaler ;
- ❖ A des faibles valeurs de de fréquences et des tensions la chute de tension $R_s \cdot I_s$ (chute de tension dans les enroulements) ne peut plus être négligée. Pour y remédier en réalisant une compensation par augmentation de l'amplitude des tensions statoriques aux faibles valeurs de f_s d'une façon automatique, Fig. III.26-a, appelé **Boost automatique** ;

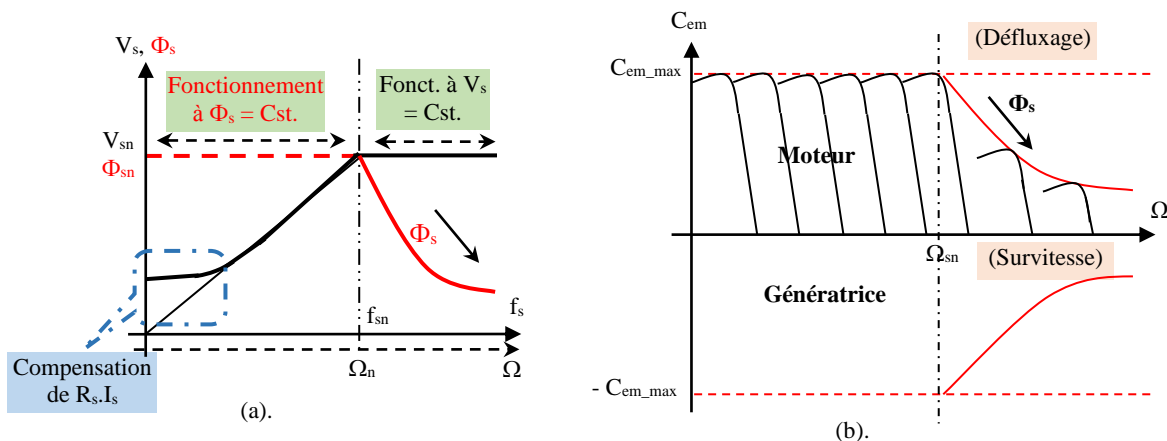


Fig. III.26 Caractéristiques de réglage par variation de la fréquence d'alimentation (f_s) d'une MAS

- ❖ En régime de survitesse, l'augmentation de la fréquence statorique ne peut jamais être accompagné par une augmentation de la tension statorique, dont on ne peut pas dépasser sa valeur nominale (V_{sn}) ; Ce qui impose un fonctionnement en mode de défluxage (le flux Φ_s est alors diminué), Fig. III.26-b.

A partir de l'analyse qu'on a fait dans cette partie, on peut envisager deux types de commandes, l'une est à boucle ouverte et l'autre est à boucle fermée (Asservissement de vitesse).

A. Commande de vitesse en boucle ouverte

Le schéma de la commande scalaire en boucle ouverte de la machine asynchrone est donné par la Fig. III.27. Sachant que, l'onduleur doit effectuer à la fois le réglage de fréquence et de tension. Si non, le redresseur à diode doit être à thyristor pour permettre le réglage de tension de bus continu (V_{dc}).

B. Commande de vitesse en boucle fermée (Asservissement de vitesse)

La commande de vitesse en boucle fermée est obtenue avec le contrôle de la fréquence rotorique. Ce qui fait que la variation de vitesse est obtenue par une variation de ω_r directement liée au couple. Le régulateur de vitesse ($PI(\Omega)$) élabore ω_r à partir de l'erreur de vitesse.

Le schéma de la commande scalaire en boucle fermée (L'autopilotage) de la MAS est illustré par la Fig. III.28. Sur ce schéma, la fréquence statorique est obtenue par la loi d'autopilotage. Alors que, son réglage est confié à l'onduleur MLI.

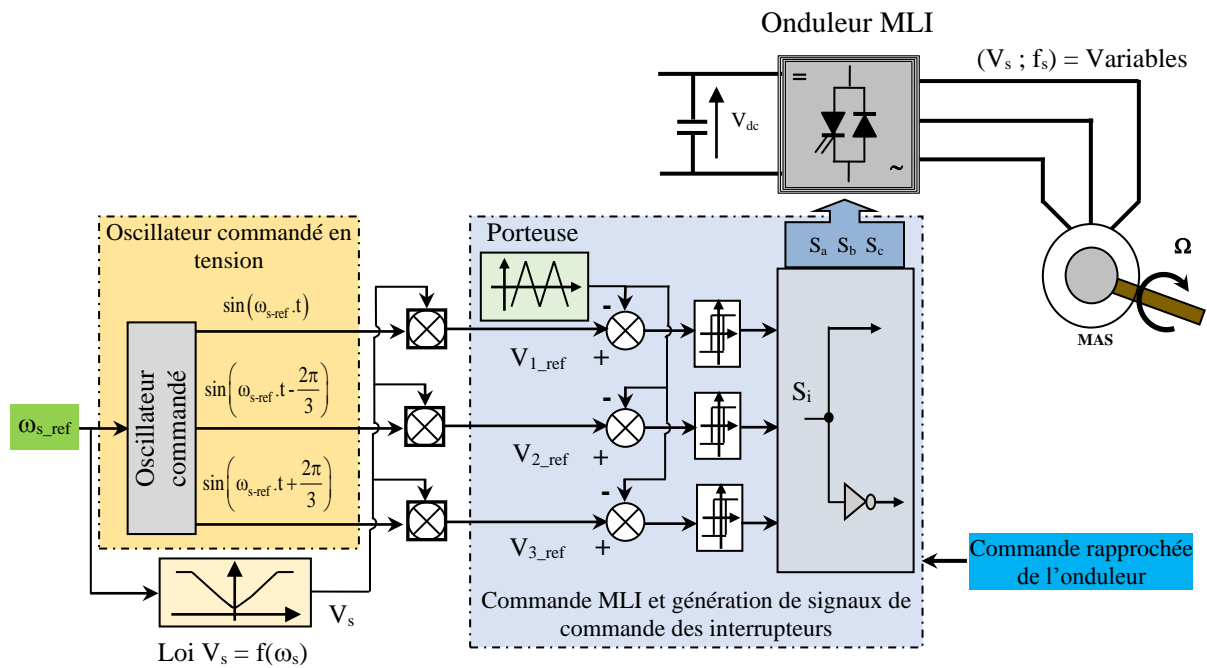


Fig. III.27 Schéma synoptique d'une commande scalaire en boucle ouverte et en tension

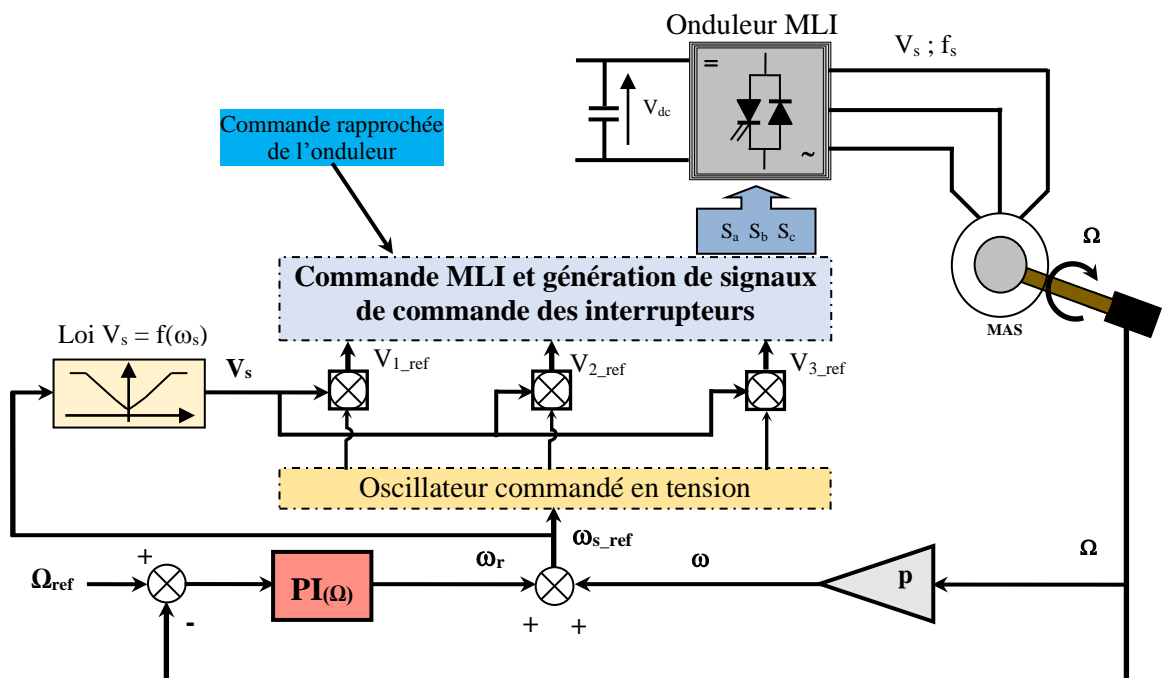


Fig. III.28 Schéma synoptique d'une commande scalaire en tension et en boucle fermée de la vitesse

III.3.8.2. Commande scalaire en courant

Le courant absorbé par la MAS dépend principalement de la charge entraînée, donc du glissement ou de la fréquence du glissement (ω_r). Ce qui impose que pour contrôler le couple électromagnétique de la MAS, on doit maintenir le flux statorique (Φ_s) constant tout en contrôlant la pulsation ω_r . Cela, exige la détermination de la loi de variation $I_s = f(\omega_r)$ qui va maintenir le flux constant.

D'après les équations suivantes ;

$$\begin{cases} 0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \\ \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \end{cases} \quad (III.56)$$

A partir du système d'équation (III.56), on tire $\bar{I}_r = f(\bar{I}_s)$:

$$\Rightarrow \bar{I}_s = \left(\frac{\bar{\Phi}_s}{L_s} \right) \cdot \left[\frac{R_r + j(\omega_r L_r)}{(R_r + j(\omega_r \sigma L_r))} \right] \quad (III.57)$$

$$\Rightarrow I_s = \left(\frac{\Phi_s}{L_s} \right) \cdot \left\{ \sqrt{\frac{1 + (\omega_r T_r)^2}{(1 + (\omega_r \sigma T_r)^2)}} \right\} \quad (III.58)$$

Avec ; $T_r = \left(\frac{L_r}{R_r} \right)$

En régime nominal, où $\Phi_s = \Phi_{sn}$, on peut définir un courant de magnétisation de la MAS I_0 , comme l'indique la relation (III.59).

$$\Rightarrow I_s = I_0 \cdot \sqrt{\frac{1 + (T_r \omega_r)^2}{(1 + (\sigma T_r \omega_r)^2)}} \quad \text{Avec ; } I_0 = \left(\frac{\Phi_{sn}}{L_s} \right) \quad (III.59)$$

Cette relation nous montre que l'augmentation de ω_r engendre l'accroissement du courant I_s absorbé par la MAS, dans une plage délimitée par I_0 et I_{sn} ; avec : $I_s \in [I_0, I_{sn}]$, Fig. III.29 :

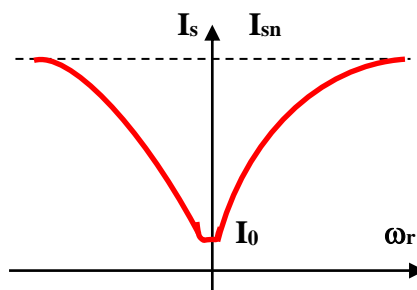


Fig. III.29 Evolution de la caractéristique $I_s = f(\omega_r)$ pour une MAS

Le schéma structurel de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone est donné par la Fig. III.30, qui décrit le principe de la commande scalaire en courant de la vitesse de la machine asynchrone.

Où, la pulsation rotorique ω_r est recueillie à la sortie du régulateur de vitesse. Alors que la loi $I_s = f(\omega_r)$ permet de générer les courants statoriques de référence I_{s1ref} , I_{s2ref} , I_{s3ref} .

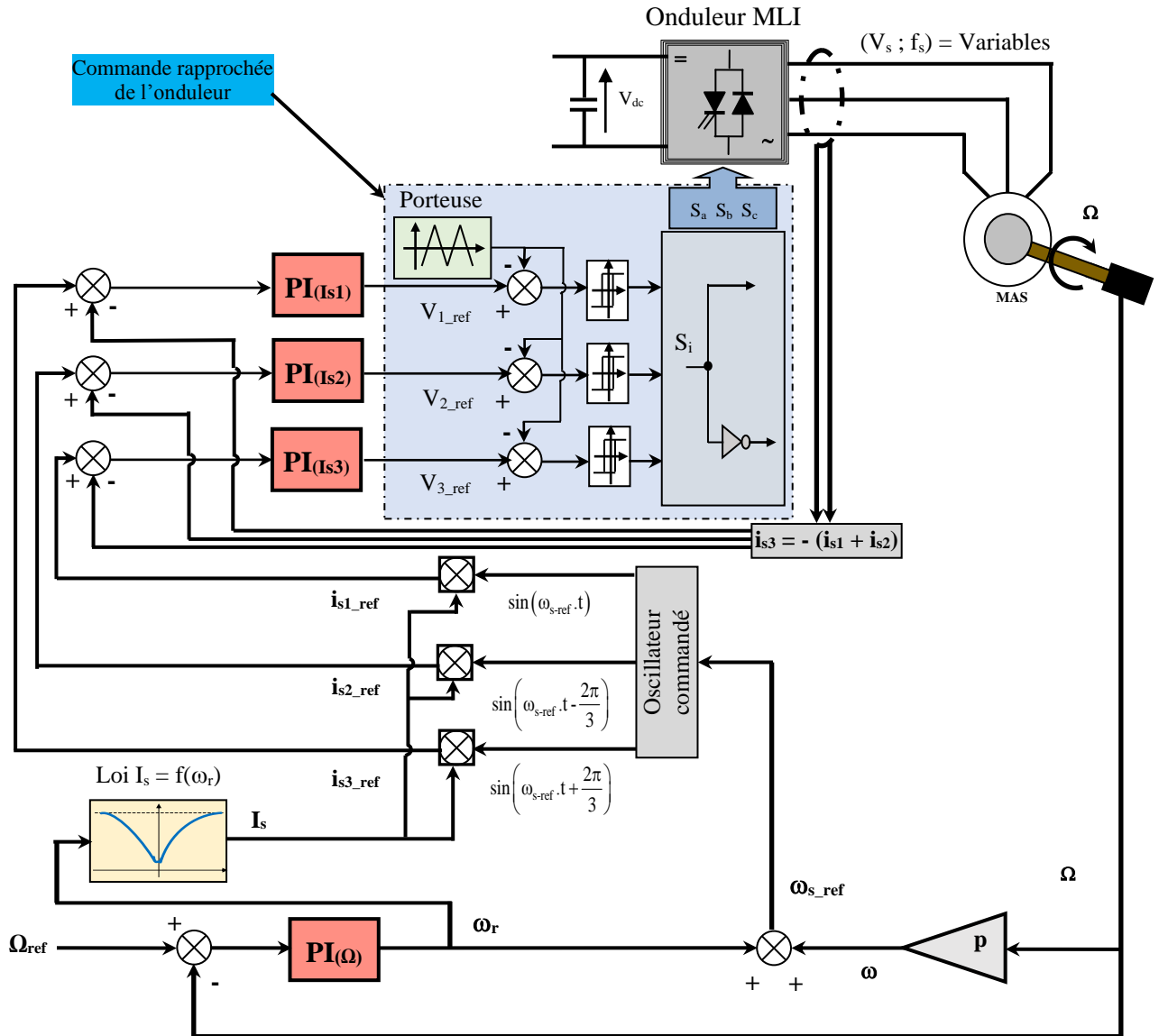


Fig. III.30 Schéma synoptique d'une commande scalaire en courant et en boucle fermée de la vitesse

Chapitre IV

- **Commande d'une machine asynchrone triphasée :**
 - **Contrôle vectorielle à flux rotorique orienté (CVFRO) ;**
 - **Contrôle direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone triphasée.**

IV.1. Commande des machines à courant alternatif

Les commandes qui ont été retenues dans ce travail sont : La commande vectorielle à flux rotorique orientée et la commande directe du couple.

IV.1.1. Contrôle vectoriel à flux rotorique orienté (CVFRO)

La commande vectorielle ou le contrôle vectoriel est apparu avec les travaux de Blaschke en 1972. Elle n'a cependant eu tout de suite un grand essor car les régulateurs, à l'époque, repose sur des composants analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Cependant, ces dernières années ont favorisé le développement des nouvelles technologies de semi-conducteurs et de convertisseurs permettant une augmentation de la fréquence de commutation. Parallèlement, les moyens de calcul ont considérablement évolué, tous ces progrès ont permis l'application de nouveau algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines asynchrone et synchrone. Il est devenu alors possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable.

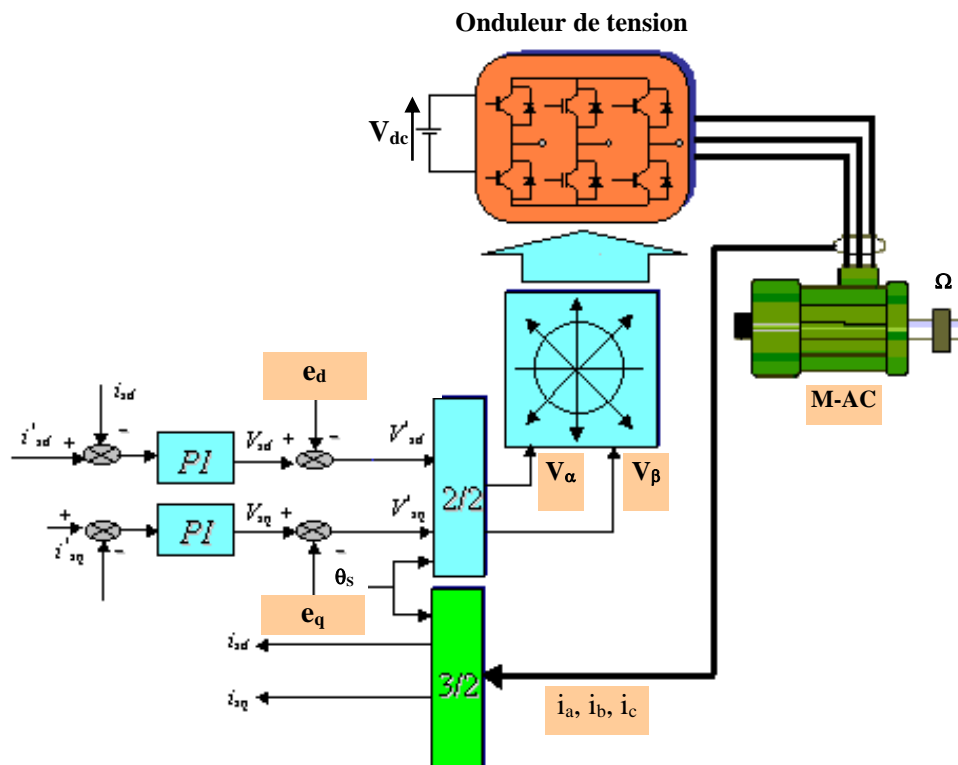


Fig. IV.1 Schéma de principe de la CVFRO de la machine à courant alternatif

Initialement appliquée à la machine asynchrone, elle a été rapidement étendue à la machine synchrone, le but de ce type de commande pour les machines à courant alternatif est de retrouver la proportionnalité entre le flux et le couple d'une machine à courant continu à excitation séparée. A flux rotorique constant dans le cas de la machine asynchrone et à pertes à effet Joule minimales dans le cas de la machine synchrone, nous pouvons obtenir une dynamique du couple est équivalente à celle des machines à courant continu. Le schéma synoptique de la Fig. IV.1 illustre le principe de cette commande.

IV.1.2. Commande directe du couple (DTC)

La commande directe du couple est introduite pour la première fois par Depenbrok en 1987, sous la terminologie DSC (Direct Self Control), l'idée maîtresse de cette commande consiste à rechercher, à tout instant, la combinaison optimale des interrupteurs d'un onduleur de tension en vue de satisfaire simultanément un objectif du flux et du couple. Cette technique consiste à commander le

couple et le flux statorique de façon à maintenir ces deux grandeurs à l'intérieur d'une bande prédéterminée. Cette méthode de contrôle qui contraint une grandeur à suivre une consigne comprise entre une limite supérieure et une limite inférieure, porte le nom de commande par hystérésis. La commande directe du couple désignée dans la documentation anglaise par « Direct Torque Control »

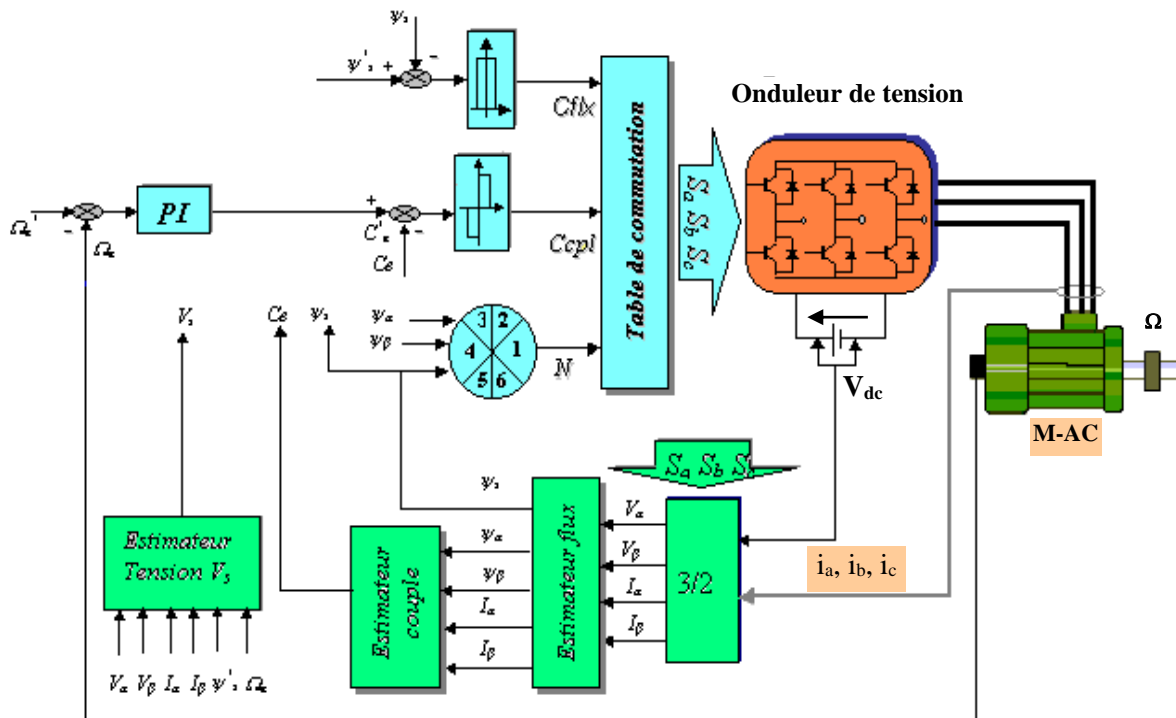


Fig. IV.2. Schéma de principe de la DTC avec régulation de vitesse des machines AC.

ou DTC consiste en fait à commander le couple et le flux du moteur, Fig. IV.2.

IV.2. Commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone triphasée

IV.2.1. Modélisation de la machine asynchrone MAS en vue de la commande

Pour nous permettre d'obtenir un modèle de la machine asynchrone moins complexe, nous admettons que la machine asynchrone est à rotor bobiné triphasé au stator et au rotor, si le rotor est à cage nous considérons l'enroulement équivalent. Nous prenons également en compte les hypothèses suivantes.

On néglige :

- ❖ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault ;
- ❖ L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances ;
- ❖ Les effets de la température sur la valeur des résistances ;
- ❖ Les couplages capacitifs entre enroulements ;
- ❖ L'influence des pièces polaires.

- On suppose également que les enroulements créent des forces magnétomotrices à répartition sinusoïdales et on ne tient compte que du premier harmonique de l'onde de perméance.

IV.2.1.1. Modèle électrique et magnétique de la MAS

Sachant que, la machine étant alimentée par un système de tensions sinusoïdales triphasées équilibrées de pulsation ($\omega_s = 2\pi f$). Les tensions des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent :

Pour le stator : Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases}; \begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (IV.1)$$

Pour évaluer les flux, l'entrefer étant constant, le stator et le rotor étant triphasés et de construction symétrique, les inductances propres et mutuelles entre phases d'un même enroulement sont constantes et égales. Les équations magnétiques s'écrivent alors de la manière suivante :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & -\frac{l_m}{2} & -\frac{l_m}{2} & l_m \cdot \cos \theta & l_m \cdot \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & l_m \cdot \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\frac{l_m}{2} & l_s & -\frac{l_m}{2} & l_m \cdot \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & l_m \cdot \cos \theta & l_m \cdot \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\frac{l_m}{2} & -\frac{l_m}{2} & l_s & l_m \cdot \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & l_m \cdot \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & l_m \cdot \cos \theta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (IV.2)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_m \cdot \cos \theta & l_m \cdot \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & l_m \cdot \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & l_r & -\frac{l_m}{2} & -\frac{l_m}{2} \\ l_m \cdot \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & l_m \cdot \cos \theta & l_m \cdot \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\frac{l_m}{2} & l_r & -\frac{l_m}{2} \\ l_m \cdot \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & l_m \cdot \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & l_m \cdot \cos \theta & -\frac{l_m}{2} & -\frac{l_m}{2} & l_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Par concaténation des deux formes matricielles, on aura :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [L_{rr}] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

Compte tenu des expressions des flux (IV.4), en désignant par « P » l'opérateur de dérivation « d/dt », le système d'équations (IV.1) s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + P([L_{ss}] \cdot [i_s] + [L_{sr}] \cdot [i_r]) \\ [V_r] = [R_r] \cdot [i_r] + P([L_{sr}]^t \cdot [i_s] + [L_{rr}] \cdot [i_r]) \end{cases} \quad (IV.5)$$

IV.2.1.2. Transformation de Park

Pour l'étude des machines électriques à courant alternatif dans des régimes transitoires, on est conduit à effectuer des changements de variables ou transformations. A partir des variables réelles, nous substituons des grandeurs transformées, appelées composantes, conduisant à une représentation plus simplifiée du système de n équations. La transformation la plus utilisée pour l'étude des machines synchrones et asynchrones est celle de Park.

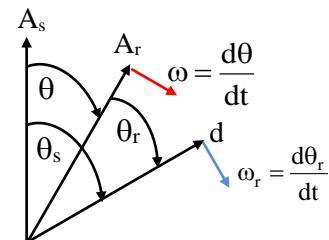


Fig. IV.3 Modèle de la machine asynchrone dans la base de Park simplifiée

La transformation de Park, appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes (o, d, q). La matrice de passage est [P] et son inverse [P]⁻¹ sont telles que :

$$P[\theta_s] = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

$$P[\theta_s]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

L'interprétation de la transformation de Park est simple. Si, nous laissons de côté la composante homopolaire pour les courants par exemple (charge équilibrée), on aura :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (IV.8)$$

La transformation de Park correspond à la transformation de Concordia suivie d'un angle de rotation.

On applique la transformation de Park d'angle θ_s aux grandeurs statoriques et d'angle θ_r aux grandeurs rotoriques, **Fig. IV.3**. Nous effectuons un changement de variables aux grandeurs statoriques et rotoriques, nous aurons alors :

$$\begin{cases} [V_s] = [P(\theta_s)] \cdot [V_{sp}] \\ [i_s] = [P(\theta_s)] \cdot [i_{sp}] \\ [V_r] = [P(\theta_r)] \cdot [V_{rp}] \\ [i_r] = [P(\theta_r)] \cdot [i_{rp}] \end{cases} \quad (IV.9)$$

$l_m = l_{ms} = l_{mr}$: Mutuelle propre entre les phases statoriques (l_{ms}) et entre les phases rotoriques (l_{mr}).

l_{sf} ; l_{rf} ; l_s ; l_r ; L_s et L_r : Inductances de fuites, propres et cycliques des phases statoriques et rotoriques respectivement.

M : Mutuelle cyclique entre les phases statoriques et rotoriques.

$$\begin{cases} I_s = I_{sf} + I_m ; I_r = I_{rf} + I_m \\ L_s = I_{sf} + \left(\frac{3}{2}\right)I_m ; L_r = I_{rf} + \left(\frac{3}{2}\right)I_m \\ M = \left(\frac{3}{2}\right)I_m \end{cases}$$

Nous substituons le système d'équation (IV.5) dans (IV.9), on aura :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{rd} \end{cases} ; \text{ Avec } \begin{cases} \Phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sq} \\ \Phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (IV.10)$$

Alors le modèle global de la machine est :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + M \cdot \frac{di_{rd}}{dt} - L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - M \cdot \omega_s \cdot i_{rq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + M \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} + M \cdot \omega_s \cdot i_{rd} \\ 0 = R_r \cdot i_{rd} + L_r \cdot \frac{di_{rd}}{dt} + M \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq} - M \cdot \omega_r \cdot i_{sq} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + L_r \cdot \frac{di_{rq}}{dt} + M \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r \cdot L_r \cdot i_{rd} + M \cdot \omega_r \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (IV.11)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = p \cdot (\Phi_{sd} \cdot i_{sq} - \Phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (IV.12)$$

Diverses manipulations de l'équation fondamentale (IV.12), procédant d'un choix d'élimination de certaines variables des équations des flux (IV.10) conduisent à l'établissement d'autres expressions du couple.

$$\begin{cases} C_e = p \cdot (\Phi_{rq} \cdot i_{rd} - \Phi_{rd} \cdot i_{rq}) \\ C_e = p \cdot \frac{M}{L_s} \cdot (\Phi_{sq} \cdot i_{rd} - \Phi_{sd} \cdot i_{rq}) \\ C_e = p \cdot M \cdot (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \\ C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) \\ C_e = p \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma \cdot M}\right) \cdot (\Phi_{rd} \cdot \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \cdot \Phi_{sd}) \end{cases} \quad (IV.13)$$

$$\text{Avec ; } \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}$$

L'équation (IV.11) peut devenir comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_s \cdot i_{sd} + L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} = -M \cdot \frac{di_{rd}}{dt} + L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} + M \cdot \omega_s \cdot i_{rq} + V_{sd} \\ R_s \cdot i_{sq} + L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} = -M \cdot \frac{di_{rq}}{dt} - L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} - M \cdot \omega_s \cdot i_{rd} + V_{sq} \\ R_r \cdot i_{rd} + L_r \cdot \frac{di_{rd}}{dt} = -M \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq} + M \cdot \omega_r \cdot i_{sq} \\ R_r \cdot i_{rq} + L_r \cdot \frac{di_{rq}}{dt} = -M \cdot \frac{di_{sq}}{dt} - L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} - M \cdot \omega_r \cdot i_{sd} \end{array} \right. \quad (IV.14)$$

Les systèmes d'équations (IV.10), (IV.13) et (IV.14) constituent le modèle électrique et magnétique de la machine asynchrone.

IV.2.1.3. Modélisation de la partie mécanique

Généralement, dans la modélisation mathématique de la charge mécanique pour une machine électrique, on obtient directement la vitesse de rotation de la machine à partir de l'inertie de la machine elle-même et des frottements endurés par cette dernière ;

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_{vis} \cdot \Omega = C_e - C_{res} \quad (IV.15)$$

Avec :

- Ω : Vitesse de la machine.
- J : Inertie de la partie tournante (totale)
- f_{vis} : Frottement de la chaîne.
- C_e : Couple électromagnétique
- C_{res} : Couple résistant.

IV.2.2. Commande vectorielle de la MAS

Dans cette partie nous donnons les fondements du contrôle vectoriel d'une chaîne d'entraînement électrique basée sur une machine asynchrone à cage d'écureuil. Passant de la commande vectorielle à flux orienté au contrôle direct du couple. Dans le contrôle vectoriel à flux orienté, on parle assez souvent d'orientation du flux, mais en réalité c'est le système d'axe d-q que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux. Les équations (IV.13), donnant le couple électromagnétique instantané, conduisent à la même diversité dans le choix de l'orientation de référentiel d'axes d-q qui, dans tous les cas, doit être mise à profit pour retrouver un réglage s'identifiant à celui du moteur à courant continu. Le découplage entre le contrôle du couple et du flux, pour la machine asynchrone, est obtenu à partir de calage du repère du Park sur la pulsation de synchronisme, on outre, l'estimation du flux est dès fois inévitable.

IV.2.2.1. Commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une MAS

Le but de la commande vectorielle à flux orienté est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où, il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

IV.2.2.1.1. Principe de la commande vectorielle à flux orienté d'une MAS

Afin d'obtenir avec une MAS, des performances semblables à celles de la MCC, il est nécessaire de séparer le contrôle du flux et le contrôle du courant générant le couple électromagnétique. En Allemagne, au début des années 70, Blaschke et Hasse ont introduit une nouvelle stratégie de contrôle : la commande vectorielle à flux orienté, FOC. Cette dernière est une

solution plus attractive pour les applications à hautes performances (l'entraînement à vitesse variable).

D'une manière générale, la commande vectorielle à flux orienté peut être représentée selon deux méthodes, l'une appelée directe conçue par Blaschke et l'autre appelée méthode indirecte développée par Hasse.

L'objectif de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine à courant alternatif comme une MCC à excitation séparée. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d, q) et une loi de commande qui assure ce découplage entre les grandeurs à contrôler. La Fig. IV. 4 montre le but recherché par cette commande.

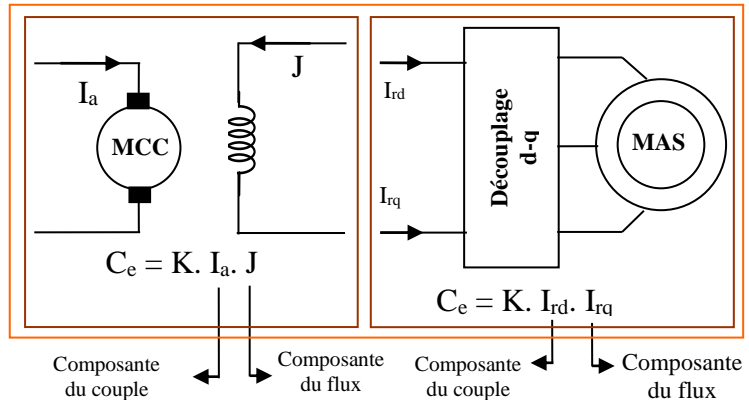


Fig. IV.4 Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle à flux orienté d'une MAS.

Appliquée au moteur électrique, cette propriété est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants.

Si le principe est naturellement appliqué pour les MCC, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif. Par conséquent, le contrôle par flux orienté des machines à courant alternatif est une commande de ces deux grandeurs.

De nombreuses variétés ont été présentées dans la littérature que l'on peut classer comme suit :

- ❖ La source d'énergie :
 - Commande en tension.
 - Commande en courant.
- ❖ L'orientation du repère (d,q) :
 - Le flux rotorique.
 - Le flux statorique.
 - Le flux d'entrefer.
- ❖ La détermination de la position du flux :
 - Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module et phase).
 - Indirecte par contrôle de la fréquence du glissement.

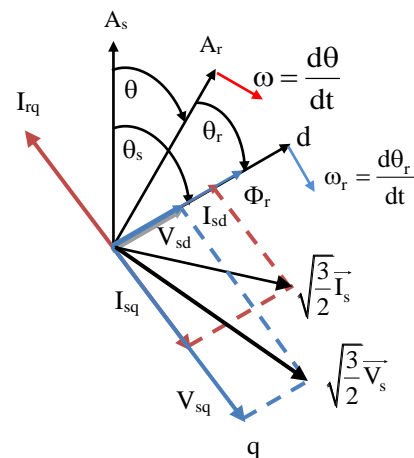


Fig. IV.5 Diagramme espace-temps avec alignement de l'axe d sur le flux rotorique.

IV.2.2.1.2. Modèle de la MAS avec orientation du flux rotorique

En régime permanent sinusoïdal, le couple électromagnétique est donné par un produit vectoriel de deux composantes en quadrature, lorsque l'une de ces composantes est gardée toujours nulle, ce produit vectoriel prend une forme scalaire simple. Ainsi, l'observation simultanée du diagramme vectoriel de la Fig. IV.5 et les équations de la machine munies de la contrainte $\Phi_{rq} = 0$ débouchent sur les propriétés enchaînées suivantes :

L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que $\Phi_{rd} = \Phi_r$. La composante I_{rd} du courant rotorique est toujours nulle si le flux rotorique est constant. Pour tout

régime, le flux et le courant rotorique restent en quadrature de sorte que l'évolution du couple suivie celle de i_{rq} qui peut alors contrôler par i_{sq} puisque :

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \quad (IV.16)$$

$$\Rightarrow i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (IV.17)$$

Sachant que le couple est donné par :

$$\begin{cases} C_e = -p \cdot (\Phi_r i_{rq}) \\ C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\Phi_r i_{sq}) \end{cases} \quad (IV.18)$$

Si $\Phi_{rq} = 0$, les équations de la machine dans la base de Park (IV.11) en régime non saturé se simplifient de manière suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \omega_r \Phi_r \end{cases} \quad (IV.19)$$

Le couple est donc réglable par action sur i_{sq} lorsque le flux Φ_r est maintenu constant. Alors, imposer $\Phi_{rq} = 0$ est une relation qui transforme les équations de la machine dans le repère de Park de telle sorte que le flux rotorique et l'axe d prennent la même orientation, ce qui peut expliquer l'appellation couramment usitée « à flux orienté » pour ce type de commande.

Les deux dernières équations du système (IV.19), correspondent aux lois de commande représentant le fonctionnement lorsque le flux est orienté sur l'axe d.

Pour un choix donné d'une expression du couple, l'orientation du référentiel annulant la composante d'une grandeur sur l'axe d conduit aux mêmes lois de commande si l'orientation annule la composante de cette même grandeur sur l'axe q.

IV.2.2.2. Estimateurs pour la commande

IV.2.2.2.1. Estimation de θ_s

Pour que la vitesse ω_s du référentiel d-q soit effectivement celle du champ tournant, il convient d'assurer à tout instant la relation angulaire d'autopilotage suivante :

$$\omega_s = p \cdot \Omega + \tilde{\omega}_r \quad (IV.20)$$

Où ; $\tilde{\omega}_r$ représente la valeur de la vitesse relative du repère d'axes d-q, estimée dans les conditions d'orientations choisies pour le référentiel et donnée par l'expression (IV.21), en remplaçant l'expression (IV.17) dans (IV.19).

$$\tilde{\omega}_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} i_{sq} \quad (IV.21)$$

Ce qui permet d'obtenir l'angle de Park θ_s donné par :

$$\begin{cases} \theta_s = \int \omega_s dt = \int (p.\Omega + \tilde{\omega}_r) dt \\ \Rightarrow \theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(p.\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} i_{sq} \right) dt \end{cases} \quad (IV.22)$$

IV.2.2.2.2. Estimation de Φ_r

Le flux rotorique n'est pas directement accessible, en revanche, il s'exprime en fonction des grandeurs statoriques qui sont accessibles, en fonction des courants statorique, soit :

$$\Phi_r = \Phi_{rd} = M i_{sd} + L_r i_{rd} \quad (IV.23)$$

On tire à partir de cette dernière expression le courant i_{rd} et on la remplace dans la troisième équation du système (IV.19), il vient :

$$\tilde{\Phi}_r = \frac{M}{[1 + T_r.P]} i_{sd} \quad (IV.24)$$

Les expressions (IV.22) et (IV.24) constituent des simples observateurs du flux rotorique et de la vitesse du référentiel dans le repère rotorique. Leurs précisions peuvent s'avérer très vite insuffisante. Il apparaît d'emblée que toute erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique T_r , paramètre sensible à la température (R_r) et la magnétisation du circuit magnétique (M), peut se répercuter directement sur les grandeurs estimées.

Le réglage de l'amplitude du flux rotorique à sa valeur de référence Φ_{rd-ref} est obtenu par action sur le courant i_{sd} . Sachant que, la réponse de flux Φ_r prend un temps (T_r), après la variation de i_{sd} .

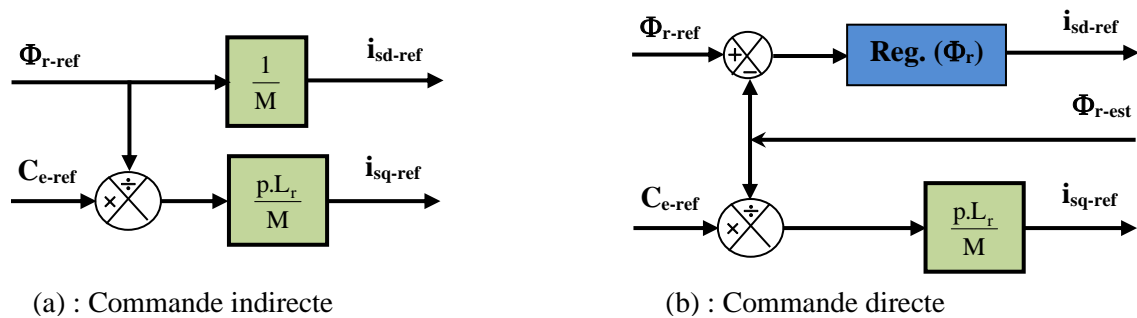


Fig. IV.6 Commande vectorielle à flux orienté

La valeur de référence de ce courant peut ; soit être le signal de commande fourni par un régulateur et on parle de la commande vectorielle à flux orienté directe, Fig. IV.6-(b), soit être directement déduite de la relation (IV.24), ce qui reflète la commande vectorielle à flux orienté indirecte, Fig. IV.6-(a). La commande indirecte du flux consiste à supposer que le flux rotorique est constant et toujours égal à sa référence.

La régulation de flux peut être soit **directe** soit **indirecte**.

Contrôle direct : Le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit donc être mesuré (rarement) ou estimé. La pulsation statorique ω_s est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator.

Contrôle indirect : le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixé en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

IV.2.2.3. Processus électrique

Comment réaliser le contrôle du couple à partir d'une seule grandeur de réglage tout en maintenant le flux à sa valeur de référence ?

L'idée est bien d'agir de façon instantanée sur la phase et l'amplitude de la tension statorique, de manière à régler le courant statorique i_{sq} sans modifier le courant i_{sd} . Dans ces conditions, le flux est maintenu constant comme dans la machine à courant continu et l'évolution du couple ne dépend plus que d'une seule grandeur. Il convient donc d'établir le modèle du processus afin d'élaborer les algorithmes nécessaires à la définition des grandeurs de réglage V_{sd} et V_{sq} en fonction de l'objectif à atteindre, c'est à dire, le contrôle séparé du flux et du couple.

Nous remplaçons alors dans les équations (IV.19) les flux Φ_{sd} et Φ_{sq} en fonction des courants statorique, soit :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_r \\ \Phi_{sq} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (IV.25)$$

$$\text{Il vient :} \quad \begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot P)} \cdot (V_{sd} + \omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot i_{sq}) \\ i_{sq} = \frac{1}{(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot P)} \cdot \left(V_{sq} - \omega_s \cdot \left(L_s \cdot \sigma \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right) \right) \end{cases} \quad (IV.26)$$

Sous cette forme, la partie électrique apparaît comme deux processus monovariables couplés par les grandeurs de perturbation e_d et e_q telles que :

$$\begin{cases} e_d = +\omega_s \cdot L_s \cdot \sigma \cdot i_{sq} \\ e_q = -\omega_s \cdot \left(L_s \cdot \sigma \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right) \end{cases} \quad (IV.27)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} permettent respectivement le réglage du flux et du couple, mais il existe entre les deux processus un couplage non linéaire dû à la présence du terme ω_s dans les expressions (IV.27).

IV.2.2.4. Contrôle du couple et du flux de la MAS (commande en tension)

Les expressions (IV.26) débouchent sur les fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} F_\Phi = \frac{i_{sd}}{V_{sd} + e_d} \\ F_q = \frac{i_{sq}}{V_{sq} + e_q} \end{cases} \quad (IV.28)$$

La Fig. IV.7 représente alors le schéma fonctionnel du contrôle vectoriel qui, à priori, peut être envisagé suivant deux stratégies selon que les perturbations non linéaires sont compensées ou non. La compensation a pour effet de découpler les deux processus grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations.

Pour la régulation de vitesse, il suffit de rajouter une boucle externe qui aura comme objectif la régulation de vitesse, Fig. IV.8.

IV.2.2.5. Fonctionnement en survitesse de la MAS dans le cas de la commande vectorielle

Dans les entraînements à grande vitesse, le fonctionnement en survitesse est indispensable. On sait que la commande vectorielle est une extension de la commande scalaire à (V/f) constant, on peut

se demander si on peut faire tourner un moteur à des vitesses supérieures à la vitesse nominale ? La réponse, c'est oui ! mais avec des certaines restrictions.

On maintient la tension d'alimentation à sa valeur nominale lorsque le moteur fonctionne en survitesse, ce dernier absorbe sa puissance électrique nominale, et débite sa puissance mécanique nominale. Comme cette dernière est égale au produit de la vitesse et du couple, il s'ensuit que le couple développé par le moteur varier inversement avec la vitesse. De plus, puisque la tension d'alimentation demeure constante alors que la fréquence augmente, le flux dans le stator diminue progressivement lorsque la vitesse croit.

Comme on l'avait vu précédemment, le couple de la machine asynchrone est directement proportionnel au courant (i_{sq}). Lorsque la machine tourne au-delà de sa vitesse nominale (Ω_n), le couple est limité par l'amplitude maximale de courant ($I_s = I_{smax}$), la loi de commande assure un rapport couple intensité optimal. En effet, l'augmentation de vitesse se fait avec diminution du couple disponible à puissance constante.

Pratiquement, le principe de défluxage, maximisant le couple, repose sur une méthode conventionnelle où le flux rotorique Φ_r diminue proportionnellement à $(1/\Omega)$.

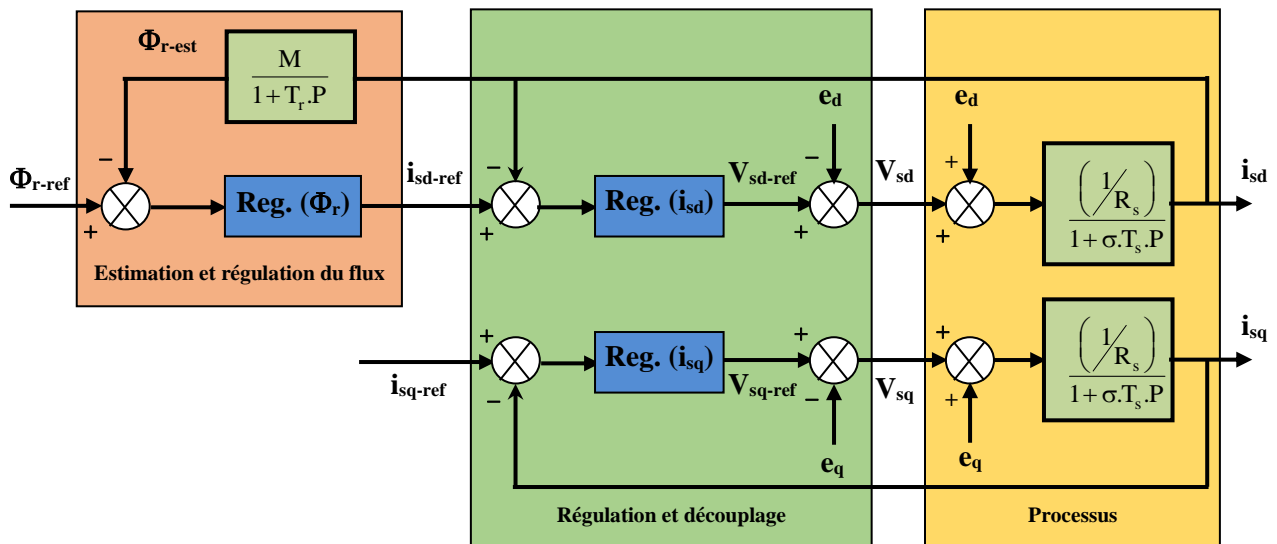


Fig. IV.7 Schéma fonctionnel du contrôle vectoriel direct.

IV.2.2.6. Limite du courant et de la tension statorique

Les deux équations des tensions statoriques s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \left(\sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_r \right) \end{cases} \quad (IV.29)$$

Lors du fonctionnement à haute vitesse, on peut négliger la résistance statorique dans les équations en tensions, par conséquent, les équations (IV.29) deviennent au régime permanent comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sq} = +\omega_s L_s i_{sd} \end{cases} \quad (IV.30)$$

L'amplitude du vecteur tension est limitée par la source d'alimentation d'un côté et par la stratégie de commande (MLI) utilisée d'un autre côté. Par conséquent, les tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} doivent respectées l'inéquation suivante, (IV.31) :

$$\left(V_{sd}^2 + V_{sq}^2 \right) \leq V_{s\max}^2 \quad (\text{IV.31})$$

Si on la stratégie MLI utilisée est la MLI vectorielle, la tension maximale que peut débiter l'onduleur est $V_{s\max} = \left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \right)$, nous substituons les équations de la machine (IV.30) dans l'équation (IV.31), on aura l'équation suivante :

$$\left(\left(-\omega_s (\sigma L_s i_{sq}) \right)^2 + (\omega_s L_s i_{sd})^2 \right) \leq V_{s\max}^2 \quad (\text{IV.32})$$

L'équation (IV.32) reflète les frontières critiques de la tension statorique, ainsi que les limites de contrôlabilité des courants i_{sd} et i_{sq} , l'équation (IV.32) peut être également exprimée comme suite :

$$\left(\frac{\omega_s L_s}{V_{s\max}} \right) i_{sd}^2 + \left(\frac{\sigma \omega_s L_s}{V_{s\max}} \right) i_{sq}^2 \leq 1 \quad (\text{IV.33})$$

Généralement, la méthode de démagnétisation utilisée consiste à faire varier le flux rotorique en proportion inverse à la vitesse rotorique Ω . Or que, la variation des courants statoriques au-dessus de la vitesse de base ω_n sont donnés par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} i_{sd_ref} = \frac{\omega_n}{\omega} I_d \\ i_{sq_ref} = \sqrt{I_{s\max}^2 - i_{sd}^2} \\ \Rightarrow \left(i_{sq}^2 + \left(\frac{\omega_n}{\omega} I_d \right)^2 \right) = I_{s\max}^2 \end{cases} \quad (\text{IV.34})$$

Avec ; I_d est le courant nominal de l'axe direct. Habituellement, lorsque le courant i_{sd} diminue, le courant i_{sq} augmente pour maintenir une amplitude du courant statorique total fixe.

IV.2.2.7. Différents types de CVFRO selon la grandeur de commande

D'après la grandeur de commande, nous pouvons déduire deux types de commande :

- Commande en courant ; directe ou indirecte ;
- Commande en tension ; directe ou indirecte.

IV.2.2.7.1. Commande en courant

A. Commande en courant indirecte

Dans ce cas, nous prenons comme variables de contrôle les composantes du courant statorique i_{sd} et i_{sq} ainsi que la vitesse du glissement ω_r , le modèle de la machine alimentée en courant est donnée par le système d'équations (IV.35), tout en considérant les flux rotoriques (Φ_{rd} , Φ_{rq}) et la vitesse Ω comme variables d'état, nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{\Phi}_{rd} = \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{rd} + \omega_r \cdot \Phi_{rq} + \frac{M}{T_r} \cdot i_{sd} \\ \dot{\Phi}_{rq} = \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{rq} - \omega_r \cdot \Phi_{rd} + \frac{M}{T_r} \cdot i_{sq} \\ \dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{1}{T_m} \cdot \Omega + \frac{1}{J} C_e - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{IV.35})$$

Après l'application de la commande vectorielle à flux rotorique orienté et l'arrangement nous obtenons :

$$\dot{\Phi}_r = \frac{d\Phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \Phi_r + \frac{M}{T_r} \cdot i_{sd} \tag{IV.36}$$

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \cdot \Phi_r} \cdot i_{sq} \tag{IV.37}$$

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot i_{sq} \cdot \Phi_r \tag{IV.38}$$

Nous remarquons que l'amplitude du flux rotorique est déterminée par la composante directe i_{sd} , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{sq} si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, une décomposition entre les deux composantes du courant statorique est réalisée, ce qui donne à la machine asynchrone des caractéristiques analogues à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

Le schéma de la commande indirecte en courant est illustré par la Fig. IV.8. Cette méthode (indirecte) est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante de variations paramétriques de la machine (commande non robuste).

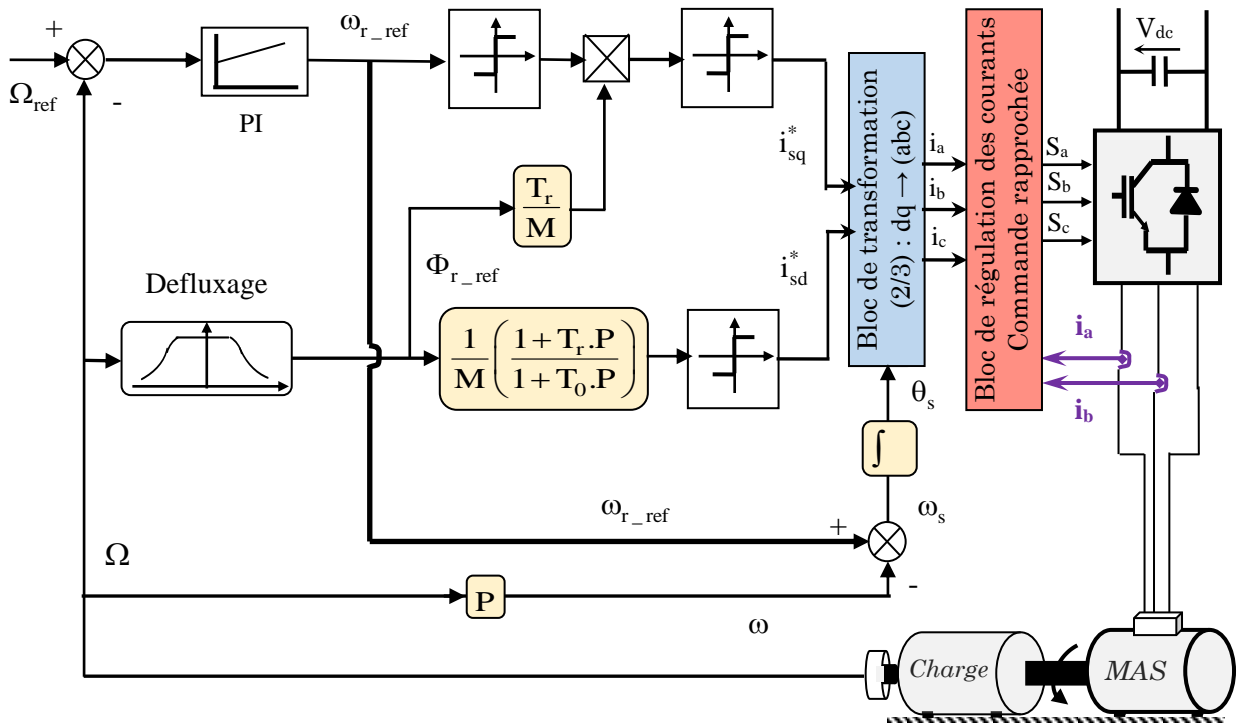


Fig. IV.8 Schéma bloc de la commande vectorielle en courant à flux orienté (méthode indirecte).

Sachant que, le régulateur de vitesse (PI) est dimensionné suivant l'approche analytique développé avec le système d'entraînement à MCC. La constante de temps associé au régulateur de vitesse ($\tau = k_p/k_i$) est choisie en tenant compte de la constante de temps statorique T_s qui caractérise la dynamique du courant d'alimentation.

Le défluxage est défini par le système d'équation (IV.39) :

$$\begin{cases} \Phi_{r_ref} = \Phi_r^* = \Phi_m ; & |\Omega| \leq \Omega_n \\ \Phi_{r_ref} = \Phi_r^* = \frac{\Phi_m \cdot \Omega_n}{|\Omega|} ; & |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \tag{IV.39}$$

L'équation caractéristique du système est donnée par (IV.41) :

$$\begin{cases} P^2 + \left(\frac{1 + M.k_{p\Phi}}{T_r} \right) P + \left(\frac{M.k_{i\Phi}}{T_r} \right) = 0 ; \\ \text{Sous une forme canonique: } P^2 + 2.\zeta.\omega_0.P + \omega_0^2 = 0. \end{cases} \quad (\text{IV.41})$$

En comparant l'équation caractéristique avec la forme canonique de 2^{ème} ordre.

$$\begin{cases} 2.\zeta.\omega_0 = \left(\frac{1 + M.k_{p\Phi}}{T_r} \right) \\ \omega_0^2 = \left(\frac{M.k_{i\Phi}}{T_r} \right) \end{cases} \quad (\text{IV.42})$$

Si on prend $\omega_0 = \left(\frac{1}{\zeta.T_r} \right)$, les paramètres du régulateur sont donnés par ;

$$\begin{cases} k_{p\Phi} = \left(\frac{1}{M} \right) ; \\ k_{i\Phi} = \frac{1}{\zeta^2.M.T_r} \end{cases} \quad (\text{IV.43})$$

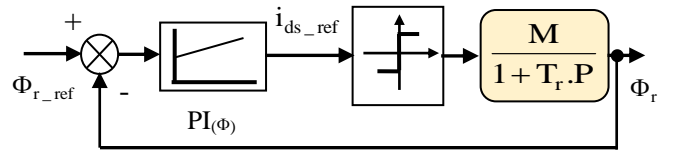


Fig. IV.10 Schéma bloc de la régulation de Ω_r avec un PI

IV.2.2.7.2. Commande en tension

Nous allons prendre comme variables de contrôle les composantes des tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} ainsi que la vitesse du glissement ω_r , le modèle de la machine alimentée en courant est donnée par le système d'équations (IV.55), tout en considérant les flux rotoriques (i_{sd} , i_{sq}) et la vitesse Ω comme variables d'état, nous obtenons :

Si on définit les variables e_d et e_q , nous allons aboutir aux deux systèmes d'équations donnés par (IV.26) et (IV.27). Ce qui permet de préciser les termes de couplage à compenser (e_d et e_q). Pour cela, le schéma de la commande en courant peut être représenté selon la nature de la commande choisie ; directe, Fig. IV.11 ou indirecte, Fig. IV.12, en s'appuyant sur le schéma donné par la Fig. IV.6.

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = \frac{di_{sd}}{dt} = - \left(\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \\ \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M.T_r} \right) \Phi_{rd} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \right) \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma.L_s} v_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = \frac{di_{sq}}{dt} = - \left(\frac{1}{\sigma.T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \\ \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \right) \omega_r \Phi_{rd} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M.T_r} \right) \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma.L_s} v_{sq} \\ \dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = - \frac{1}{T_m} \Omega + \frac{1}{J} C_e - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{IV.44})$$

Nous pouvons écrire le système d'équations (IV.44) sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M T_r}\right) \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}\right) \omega_r \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \end{cases} \quad (IV.45)$$

IV.3. Le dimensionnement des régulateurs utilisés

Les régulateurs ont pour but d'améliorer les performances dynamique et statique du processus, le schéma de commande ci-dessus comporte trois boucles de régulations pour le courant i_{sd} , le flux et le couple, dans les trois cas, un régulateur PI suffit pour l'obtention des performances tout à fait satisfaisantes.

L'algorithme de ce régulateur se représente sous forme suivante :

$$G(P) = \left[K_p + \frac{K_i}{P} \right] = K \cdot \left[1 + \frac{1}{\tau_n \cdot P} \right] = \frac{C_1 + C_0 \cdot P}{P} = K_p \begin{bmatrix} P + \frac{K_i}{K_p} \\ \frac{K_p}{P} \end{bmatrix} \quad (IV.46)$$

L'utilisation d'un tel régulateur se justifie lorsque l'objectif principal est la précision du système sans remise en cause de la stabilité et de l'amortissement. En effet, la présence de l'intégrateur augmente la classe du système, le zéro permet a priori de maintenir le degré de stabilité.

Il y a plusieurs méthodes de synthèse de ce régulateur (critère de Naslin, méthode d'optimisation des modes, la méthode de compensation du pôle dominant, ...etc.).

$$\text{En posant ; } \gamma = \frac{R_s + R_r \cdot (M/L_r)^2}{\sigma L_s} ; K = \frac{M}{\sigma L_r L_s} .$$

IV.3.1. Réglage du couple

Soit la boucle de courant suivante :

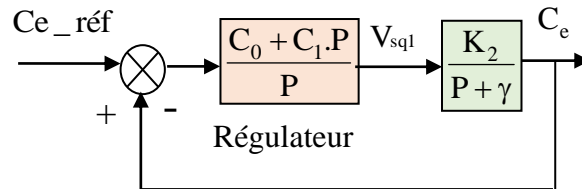


Fig. IV. 13 Schéma fonctionnel de la boucle de régulation du couple

$H(P)$ est la fonction de transfert du système

$$H(P) = \frac{K_2}{P + \gamma} \quad (IV.47)$$

tel que :

$$K_2 = \frac{P \cdot L_m \cdot \Phi_{ref}}{\sigma L_s L_r} \quad (IV.48)$$

$C_{Ce}(P)$ est la fonction de transfert du correcteur du couple.

$$C_{Ce}(P) = K_{p1} \frac{\left(P + \frac{K_{i1}}{K_{p1}} \right)}{P} \quad (IV.49)$$

Compensant le pôle dominant consiste à poser :

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \gamma \quad (IV.50)$$

D'une manière à simplifier le pôle dominant du système, on aura alors :

$$K_{i1} = \gamma \cdot K_{p1} \quad (IV.51)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera en premier ordre avec une constante du temps :

$$\tau_1 = \frac{1}{K_{p1} \cdot K_2} \quad (IV.52)$$

Donc pour un temps de réponse imposé t_{rep} c'est à dire :

$$K_{p2} = 5 \cdot \frac{\sigma L_s \cdot M \cdot \Phi_{ref}}{P \cdot M \cdot \Phi_{ref} \cdot t_{rep}} \quad (IV.53)$$

IV.3.2. Contrôle de la vitesse

Dans les conditions du contrôle des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu, ce qui facilite la conception du contrôle de la vitesse, soit alors la boucle de vitesse suivante :

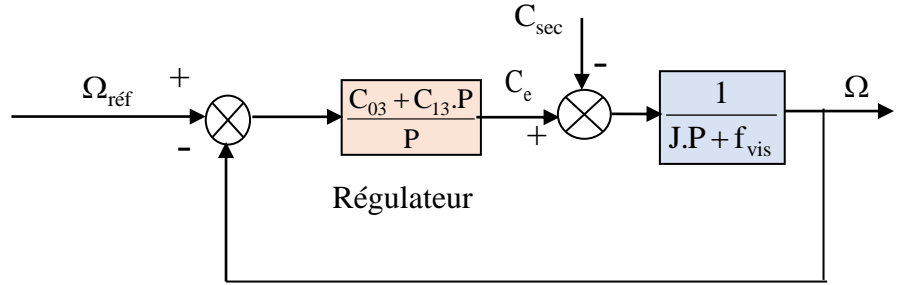


Fig. IV. 14 Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de vitesse Ω

Le polynôme caractéristique est alors :

$$\Omega = \frac{1}{J \cdot P + f_{vis}} \frac{K_{p3} \cdot P + K_{p3}}{P} (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{J \cdot P + f_{vis}} \cdot C_e$$

Donc ;

$$\Omega = \frac{K_{p3} \cdot P + K_{p3}}{1 + (K_{p3} + f_{vis})P + J \cdot P^2} \Omega_{ref} - \frac{P}{1 + (K_{p3} + f_{vis})P + J \cdot P^2} \cdot C_e \quad (IV.54)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{em} ordre ; donc l'équation caractéristique a la forme de l'équation (IV.41). Où ;

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{J}{K_{i3}} \\ \frac{2 \delta_0}{\omega_0} = \frac{K_{p3} + f_{vis}}{K_{i3}} \end{cases} \quad (IV.55)$$

Si on peut prendre $\tau = \frac{L_s}{R_s}$, qui caractérise la dynamique du couple, nous aurons :

$$\begin{cases} K_i = \frac{2 \cdot J}{\tau^2} \\ K_p = K_i \cdot \tau \end{cases} \quad (IV.56)$$

IV. 4. Contrôle direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone triphasée

IV.4.1. Principe du contrôle direct du couple

La commande DTC d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple. Donc l'état des interrupteurs est lié directement à l'évolution de l'état électromagnétique du moteur asynchrone.

Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation. Avant de déterminer une stratégie de contrôle de flux en s'inspirant d'une stratégie de commande directe de couple (DTC) utilisant des tables de commutations, un modèle de l'onduleur doit être établi.

IV.4.2. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase correspondant aux huit séquences de la tension de sortie, on cherche donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration bien déterminée des interrupteurs. Comme nous disposons de trois bras, il y a donc $2^3 = 8$ possibilités pour le vecteur V_s . Deux vecteurs (V_0 et V_7) correspondent au vecteur nul.

En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot (S_a + S_b \cdot e^{j2\pi/3} + S_c \cdot e^{j4\pi/3}) \quad (IV.57)$$

Etant donné difficile de mesurer les tensions aux bornes triphasés d'un onduleur de tension, les tensions d'alimentation sont estimées en fonction de la tension du bus continu et des états de commutation des interrupteurs. Donc, les tensions de phase de la machine sont déterminées par l'équation (IV.57).

Exprimons maintenant les tensions dans le système (α, β) en fonction des tensions réelles :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -(1/2) & -(1/2) \\ 0 & (\sqrt{3}/2) & -(\sqrt{3}/2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (IV.58)$$

Le tableau ci-dessus, **Tableau IV.1**, rassemble les vecteurs tensions atteignables en fonction de l'état des interrupteurs.

Nous pouvons maintenant définir le vecteur de tension équivalent dont le module et l'argument sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} V_{(N)} = \sqrt{V_{\alpha(N)}^2 + V_{\beta(N)}^2} \\ \arg(V_{(N)}) = \tan^{-1} \left(\frac{V_{\beta(N)}}{V_{\alpha(N)}} \right) \end{cases} \quad (IV.59)$$

Tableau IV.1 Calcul des vecteurs de tension

N	S _a	S _b	S _c	V _a	V _b	V _c	V _s	V _α	V _β
0	0	0	0	0	0	0	V ₀	0	0
1	1	0	0	$2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$-\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$-\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	V ₁	$V_{dc}\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)$	0
2	1	1	0	$\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$-2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	V ₂	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
3	0	1	0	$-\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$-\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	V ₃	$-\left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}\right)$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
4	0	1	1	$-2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	V ₄	$-V_{dc}\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)$	0
5	0	0	1	$-\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$-\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	V ₅	$-\left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}\right)$	$-\left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\right)$
6	1	0	1	$\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$-2\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	$\left(\frac{V_{dc}}{3}\right)$	V ₆	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}\right)$
7	1	1	1	0	0	0	V ₇	0	0

A partir de ces deux équations, on détermine la position et le module de chaque vecteur, les calculs du module et de l'argument sont donnés dans le tableau ci-dessous (Tableau IV.2).

Tableau IV.2 Module et argument de chaque vecteur tension

V _(N)	V ₀	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇
Mod.	0	$V_{dc}\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)$	$V_{dc}\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)$	$V_{dc}\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)$	$V_{dc}\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)$	$V_{dc}\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)$	$V_{dc}\left(\frac{\sqrt{2}}{3}\right)$	0
Arg.	0	0	$\left(\frac{\pi}{3}\right)$	$2\left(\frac{\pi}{3}\right)$	π	$4\left(\frac{\pi}{3}\right)$	$5\left(\frac{\pi}{3}\right)$	0

La représentation vectorielle de chaque vecteur est donnée par la figure ci-dessous, Fig. IV.25.

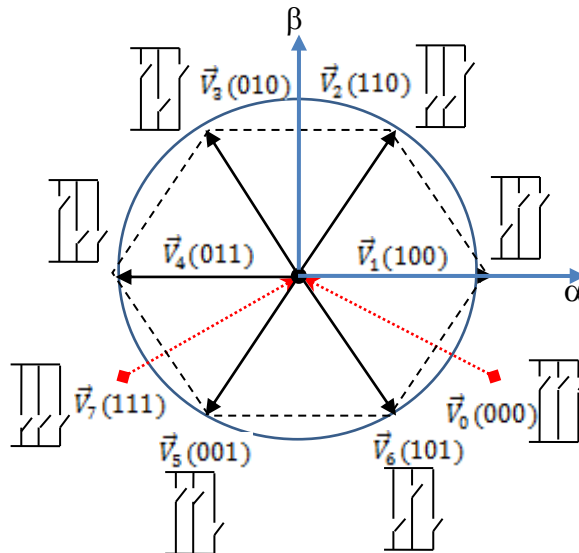


Fig. IV.25 Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur

IV.4.3. Règle du comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

IV.4.3.1. Contrôle du vecteur flux statorique

Comme on l'a déjà mentionné, le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. Les tensions de la machine, coté stator et rotor, peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ 0 = R_r I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} - j\omega\Phi_r \end{cases} \quad (IV.60)$$

L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au repère statorique est sous forme :

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (IV.61)$$

Lorsque le vecteur tension appliqué est non nul et si on néglige la résistance statorique devant la tension (ce qui est vérifié pour des vitesses de rotation suffisamment élevées ou pour des machines à fortes puissances), on aura :

$$\Phi_s(t) = V_s \cdot t + \Phi_s(0) \quad (IV.62)$$

$$\Delta\Phi_s = V_s \cdot T_e \quad (IV.63)$$

On constate alors sur un intervalle $[0, T_e]$, que l'évolution du vecteur Φ_s en direction et en amplitude dépend directement du vecteur V_s sélectionné pendant T_e .

Dans le cas où le vecteur flux est appliqué d'une manière appropriée, l'extrémité du vecteur flux se déplace sur un cercle dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué, Fig. IV.26.

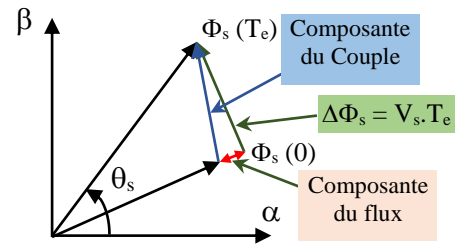


Fig. IV.26 Illustration de la composante du couple et du flux lors de la variation du vecteur flux

La composante radiale du vecteur tension agit sur l'amplitude du vecteur flux, noté « composante du flux », et la composante tangentielle agit sur la position du vecteur flux, notée « composante du couple ».

IV.4.3.2. Principe de contrôle du couple de la machine

L'équation suivante, (IV.64), montre que le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique ;

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$\begin{cases} C_e = k(\overline{\Phi_s} \cdot \overline{\Phi_r}) = k|\overline{\Phi_s}||\overline{\Phi_r}|\sin\delta \\ \Rightarrow C_e = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin\delta \end{cases} \quad (IV.64)$$

Si les deux grandeurs, flux statorique et rotorique sont maintenues constantes, le couple peut être commandé par la variation de l'angle de charge δ . Dans la DTC, la génération du vecteur tension (pour contrôler l'angle de charge et imposer le couple électromagnétique) est engendré à partir d'une table, dite table de commutation, selon la position du flux statorique.

IV.4.4. Sélection du vecteur de tension

En sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieure d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour la vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution du flux statorique dans le référentiel statorique, en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nulles. La position du vecteur flux, dans ces zones, est déterminée à partir de ses composantes.

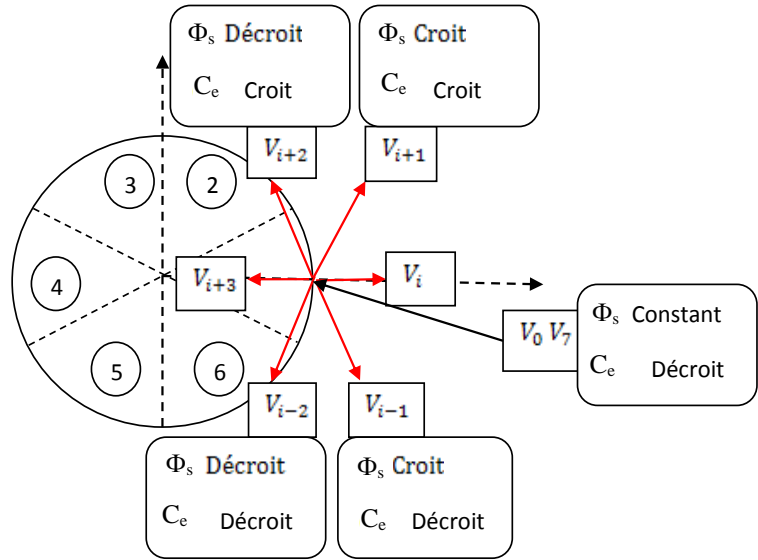


Fig. IV.27 Sélection du vecteur tension selon la zone N=1

Tableau IV.3 Evolution du couple et du flux pour la zone (i=1).

Vecteur V	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}	V_0 ou V_7
$ \Phi_s $	Croît	Décroît	Croît	Décroît	-----
C_e	Croît	Croît	Décroît	Décroît	Décroît si $\Omega > 0$ croît si $\Omega < 0$

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i.

En effet, en début de zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux rotorique, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse (avec les vecteurs V_{i-1} et V_{i+2}).

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position i, les deux vecteurs tensions V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la « composante de flux » la plus forte (évolution très rapide de Φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de Φ_s dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux Φ_s sur une zone i, un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et du flux estimés par rapport à leur référence ainsi que de la position du vecteur flux. Un estimateur de flux en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont nécessaires.

IV.4.5. Estimation des grandeurs de commande

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées, ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leurs commandes. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler, cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tension, flux, couple électromagnétique) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physique directement captés. Dans certains cas les capteurs mécaniques ne sont pas admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones. Leur suppression devient indispensable, à cause de leurs difficultés de montage entre la machine et la charge, leur sensibilité aux interférences extérieures et leur maintenance très coûteuse et d'un autre

coté certaines grandeurs internes, d'une machine asynchrone conventionnelle ne sont pas accessibles directement (flux magnétique, couple électromagnétique, couple résistant). Dans ces conditions les techniques d'automatique telles que le filtrage et l'estimation sont de plus en plus utilisées pour la reconstitution des variables non mesurables dans les différentes structures de commandes dites performantes.

IV.4.5.1. Estimation du flux rotorique

L'amplitude de flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes α et β soit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_\alpha^2 + \Phi_\beta^2} \quad (IV.65)$$

Sachant que, l'estimation des composantes du vecteur flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs rotoriques courant et tension.

$$\text{Tel que : } \begin{cases} \Phi_\alpha(t) = \int_0^t (V_\alpha - R_S \cdot I_\alpha) dt \\ \Phi_\beta(t) = \int_0^t (V_\beta - R_S \cdot I_\beta) dt \end{cases} \quad (IV.66)$$

Exprimons maintenant les tensions et les courants dans le système (α, β) en fonction des tensions réelles et des courants mesurés, par application de la transformée de Concordia :

On obtient les tensions V_α et V_β à partir des commandes $(S_a S_b S_c)$ et la mesure de la tension V_{dc} :

$$\begin{cases} V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_\beta = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot V_{dc} \cdot [S_b - S_c] \end{cases} \quad (IV.67)$$

$$V_s = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (IV.68)$$

De même, les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels rotorique

$(i_{sa} i_{sb} i_{sc})$:

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot i_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (IV.69)$$

$$I_s = \sqrt{I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2} \quad (IV.70)$$

IV.4.5.2. Estimation de la pulsation statorique

Le fonctionnement en mode de défluxage exige la connaissance de la tension et de la pulsation statorique, pour détecter la nécessité du défluxage et élaborer la consigne de flux.

La vitesse de rotation du flux Φ_s dans le référentiel (S) lié au stator représente la pulsation statorique instantanée. On peut écrire ω_s sous la forme de la dérivée de l'angle θ_s , par rapport au temps après filtrage.

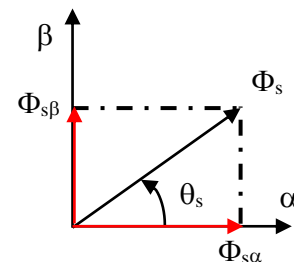


Fig. IV.28 Représentation vectorielle du flux Φ_s dans le référentiel (α, β)

$$\omega_s = \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right)_{\text{filtrée}} \tag{IV.71}$$

La zone i dans laquelle se situe le vecteur Φ_s est déterminée à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (α, β) et le vecteur Φ_s est égal à :

$$\theta_s = \text{Arctg} \left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \right) \tag{IV.72}$$

d'où :

$$\omega_s = \left(\frac{1}{\Phi_s^2} \left[\Phi_{s\alpha} \cdot (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{s\beta}) - \Phi_{s\beta} \cdot (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) \right] \right)_{\text{filtrée}} \tag{IV.73}$$

Les avantages de l'estimations de ω_s , basée sur le flux statorique, résident dans la simplicité de ses calculs et dans sa robustesse. En effet, seul le paramètre résistif R_s intervient dans l'expression de la pulsation, et l'on sait que pour une vitesse importante, l'influence de ce paramètre est très faible.

IV.4.5.3. Estimation du couple électromagnétique

L'estimation du couple peut être exprimée à partir des flux et des courants rotoriques comme suit :

$$C_e = p \cdot (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \tag{IV.74}$$

On remarque que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimation du flux.

IV.4.6. Correction du flux rotorique et du couple électromagnétique

IV.4.6.1. Correcteur du flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux Φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la Fig. IV.29. La sortie du contrôleur doit indiquer le sens d'évolution du module de Φ_s , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Ainsi, la sortie du contrôleur de flux est donnée par la grandeur booléenne $cflxc$ qui indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux, comme le montre la Fig. IV.29-(b). La variable de sortie $cflxc$, indique directement si l'amplitude de flux doit être augmentée

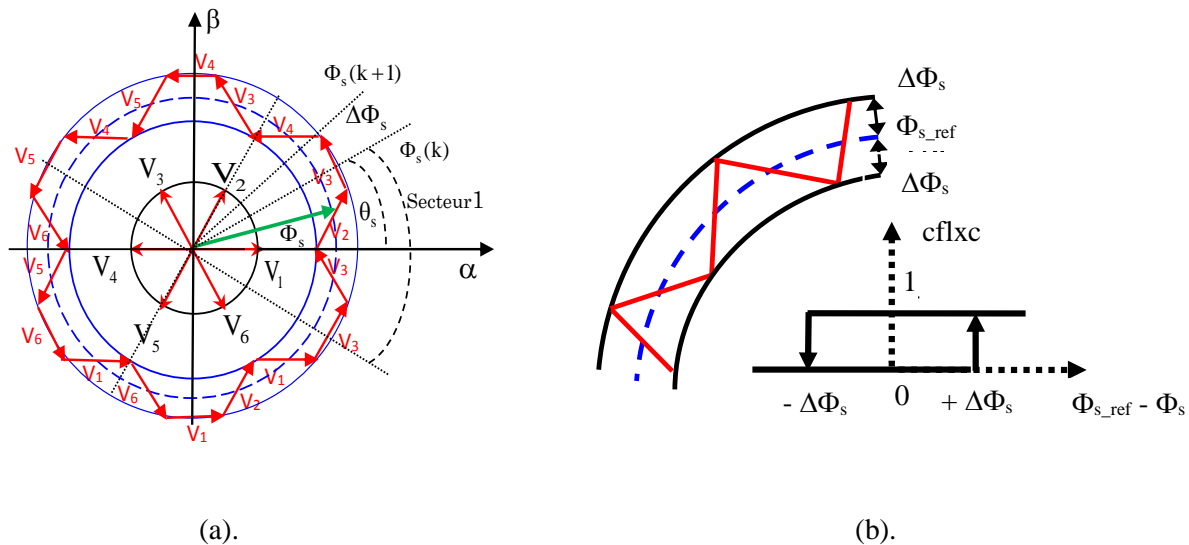


Fig. IV.29 (a) : Sélection des vecteurs tensions correspondantes au contrôle de l'amplitude Φ_s
 (b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

($cflx = 1$) ou diminuer ($cflx = 0$) de façon à maintenir $|\Phi_{s_ref} - \Phi_s| < \Delta\Phi_s$, avec Φ_{s_ref} la consigne de flux et $\Delta\Phi_s$ l'écart d'hystérésis du contrôleur.

Sachant que, seul les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux Φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. La grande simplicité de l'implantation de ce contrôleur est également un élément important dans le choix du comparateur à deux niveaux. De plus, les considérations énergétiques sur le convertisseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations.

IV.4.6.2. Correcteur du couple

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|C_{e_ref} - C_e| < \Delta C_e$ avec C_{e_ref} la référence du couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur. La sortie du contrôleur est représentée par la variable booléenne $ccpl$, elle dépend de la valeur du couple électromagnétique par rapport à sa bande d'hystérésis. Si $ccpl = 1$, le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter. Si $ccpl = 0$, le couple est à l'intérieur de la bande et il faut l'y maintenir. Si $ccpl = -1$, le couple est supérieur à la limite supérieure de la bande et il faut donc le diminuer. Ainsi, on montre comment le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet de respecter la condition, comme le montre la Fig. IV.30.

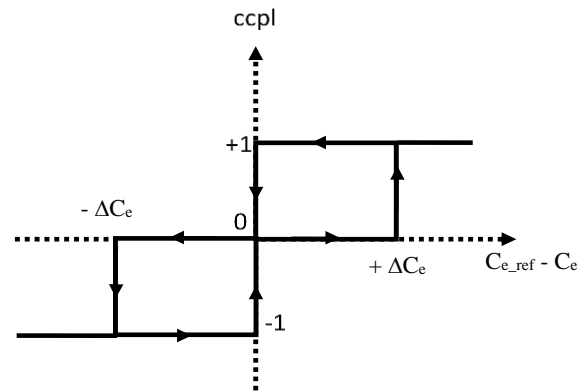


Fig. IV.30 Correcteur du couple à trois niveaux

Le comparateur à hystérésis à trois niveaux autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls V_0 et V_7 , on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique Φ_r rattrape le flux statorique Φ_s , lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur. Il confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur, de plus, le choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux ; où, l'onduleur peut donc avoir, en cours de fonctionnement, des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras du convertisseur.

IV.4.7. Elaboration de la table de vérité

On élabore la table de vérité de la structure de contrôle en fonction des sorties des contrôleurs ($cflx$, $ccpl$) et des zones N de position de Φ_s , comme le montre le tableau IV.4.

Cette table permet de définir le vecteur qu'il faut appliquer dans chaque secteur à partir des sorties des correcteurs et la position du vecteur flux rotorique.

On retrouve bien avec la table de vérité, la formulation de sélection des vecteurs tensions V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} et V_{i-2} , correspondant à une zone $N = i$, et ceci pour un comparateur à deux ou à trois niveaux.

En sélectionnant l'un des deux vecteurs nuls V_0 ou V_7 , la rotation du flux Φ_s s'arrête et entraîne une décroissance du couple électromagnétique. On choisit alternativement V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation sur l'onduleur.

Tableau IV.4 Table de commutation avec un correcteur du couple à trois niveaux.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateurs
cflx = 1	ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 niveaux
	ccpl = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	ccpl = -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	
cflx = 0	ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 niveaux
	ccpl = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	ccpl = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	

IV.4.8. Fonctionnement en survitesse de la machine asynchrone

La stratégie de contrôle du couple à haute vitesse est basée sur des conditions de fonctionnement à tension constante.

IV.4.8.1. Limites de fonctionnement en survitesse

IV.4.8.1.1. Limites du courant et de la tension

Dans les conditions de fonctionnement à haute vitesse, les capacités de contrôle du couple dépendent en grande partie des limitations physiques des principales grandeurs de l'ensemble onduleur/machine.

Le module du courant I_s ne doit pas dépasser la valeur I_{s_max} (de l'ordre de **1.5** à **2** fois la valeur nominale I_{sn}).

Le module du vecteur tension des fondamentaux ne peut dépasser la valeur maximale V_{sf_max} que peut fournir l'onduleur. Cette valeur est obtenue pour un fonctionnement en pleine onde.

La tension maximale des fondamentaux peut s'écrire en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur V_{dc} , soit :

$$V_{sf_max} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} \quad (IV.75)$$

Pour un vecteur flux Φ_s , généralement le flux nominal, on peut considérer que cette condition limite est atteinte pour une pulsation statorique de base ω_b , suffisamment élevée pour qu'on puisse négliger le terme résistif dans l'expression de la tension. Ainsi, l'on peut exprimer la pulsation ω_b , avec l'équation suivante :

$$\omega_b = \frac{V_{sf_max}}{\Phi_{sn}} \quad (IV.76)$$

Au-delà de cette pulsation ω_b , le fonctionnement s'effectue donc à tension constante et à flux statorique décroissant. Ainsi, le module de flux Φ_s évolue en suivant une loi inverse par rapport à la pulsation statorique ω_s , soit :

$$\Phi_s = \frac{V_{sf_max}}{\omega_s} \quad (IV.77)$$

IV.4.8.1.2. Limites du couple électromagnétique

En se référant aux expressions, qui définissent le flux Φ_r en fonction de Φ_s , l'amplitude de flux rotorique peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\Phi_r = \frac{M}{L_s} \Phi_s \cos \delta \quad (IV.78)$$

Le couple électromagnétique s'exprimant en fonction des flux statorique et rotorique et de l'angle δ (angle interne) peut s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{cases} C_e = p \frac{M^2}{2 \cdot \sigma \cdot L_r L_s^2} \Phi_s^2 \sin 2\delta ; C_e = C_{e_max} \sin 2\delta \\ \Rightarrow C_{e_max} = p \frac{M^2}{2 \cdot \sigma \cdot L_r L_s^2} \Phi_s^2 \end{cases} \quad (IV.79)$$

Par conséquent, comme le flux Φ_s suit l'évolution inverse à la pulsation statorique ω_s , le couple maximal va décroître en proportion inverse à la pulsation statorique au carré ω_s^2 .

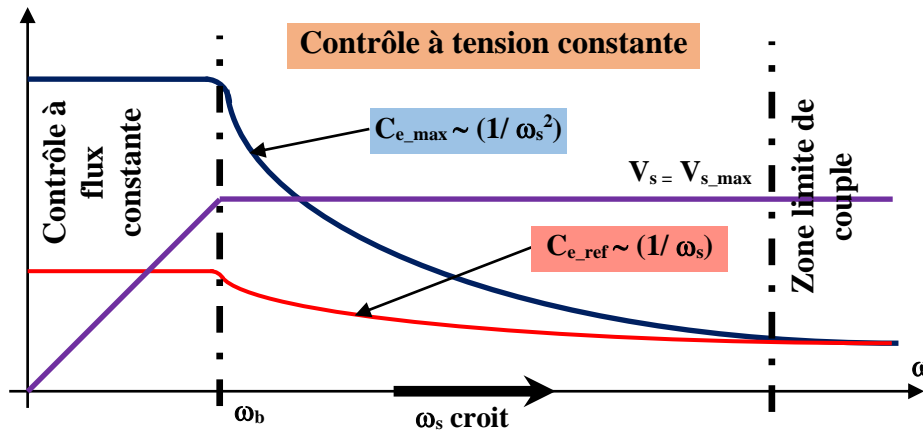


Fig. V.31 Limites de fonctionnement en fonction du couple maximal

Si le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale, on rentre dans une phase d'instabilité, ou l'amplitude du flux rotorique devient trop faible pour maintenir le couple électromagnétique autour de sa référence. Aussi, le contrôle du couple doit tenir en compte de cette limite de fonctionnement, que l'on représente sur la Fig. (IV.31).

Lorsque le module du vecteur tension des fondamentaux approche de sa valeur maximale, nous appliquons la méthode de défluxage conventionnelle. Ainsi, nous ferons décroître l'amplitude du flux statorique, en fonction de la pulsation statorique ω_s selon une loi de variation en $1/\omega_s$. le couple peut alors être maintenu autour de sa référence, sur la plus grande partie de la gamme de défluxage, en conservant les principes de contrôle de la structure DTC. La capacité de contrôle du couple dépende des limitations imposées par l'ensemble convertisseur/machine et par le couple maximal de la machine.

IV.4.9. Structure générale de réglage du contrôle direct du couple

La Fig. (IV.32) illustre l'organisation fonctionnelle de la commande directe du couple DTC pour une machine asynchrone issue des principes précédemment évoqués. La régulation de vitesse est assurée par une boucle externe avec une association d'un régulateur de vitesse, qui va générer le couple de référence C_{e_ref} , Fig. (IV.33).

Sachant que ;

$$\begin{cases} i_{sc} = -(i_{sa} + i_{sb}) \\ v_{sc} = -(v_{sa} + v_{sb}) \end{cases} \quad (IV.80)$$

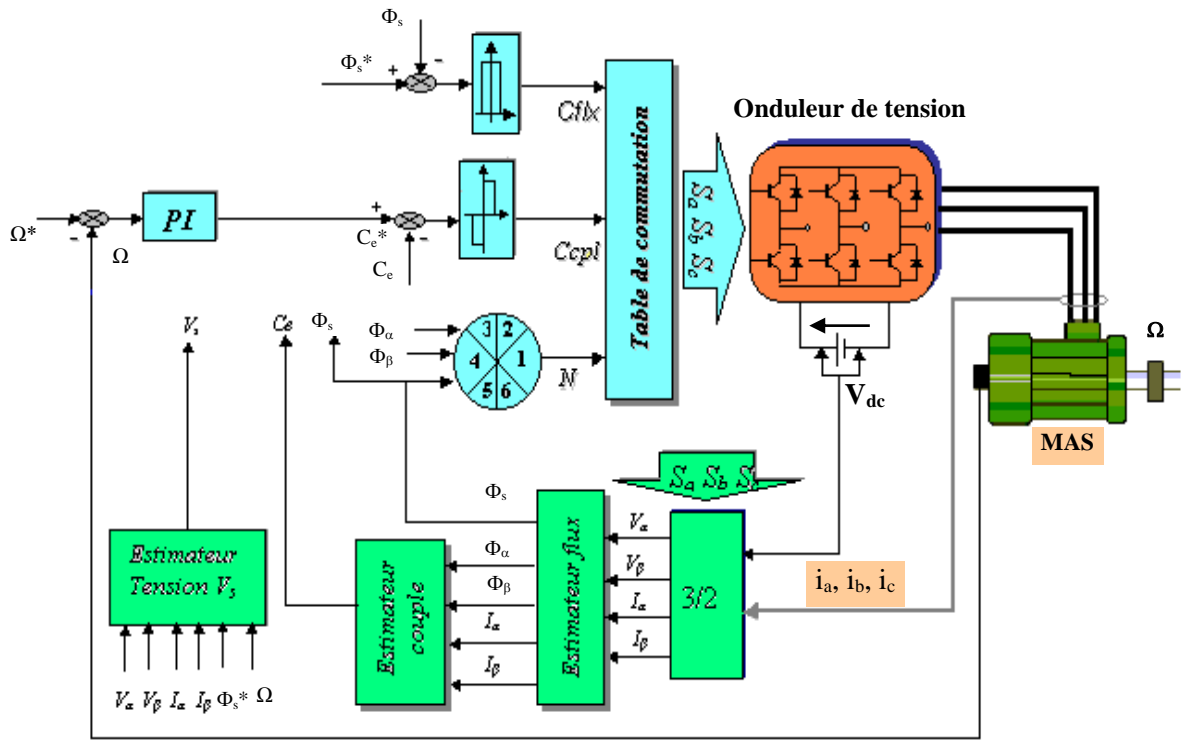


Fig. IV.32. Schéma de principe de la structure générale du contrôle direct du couple

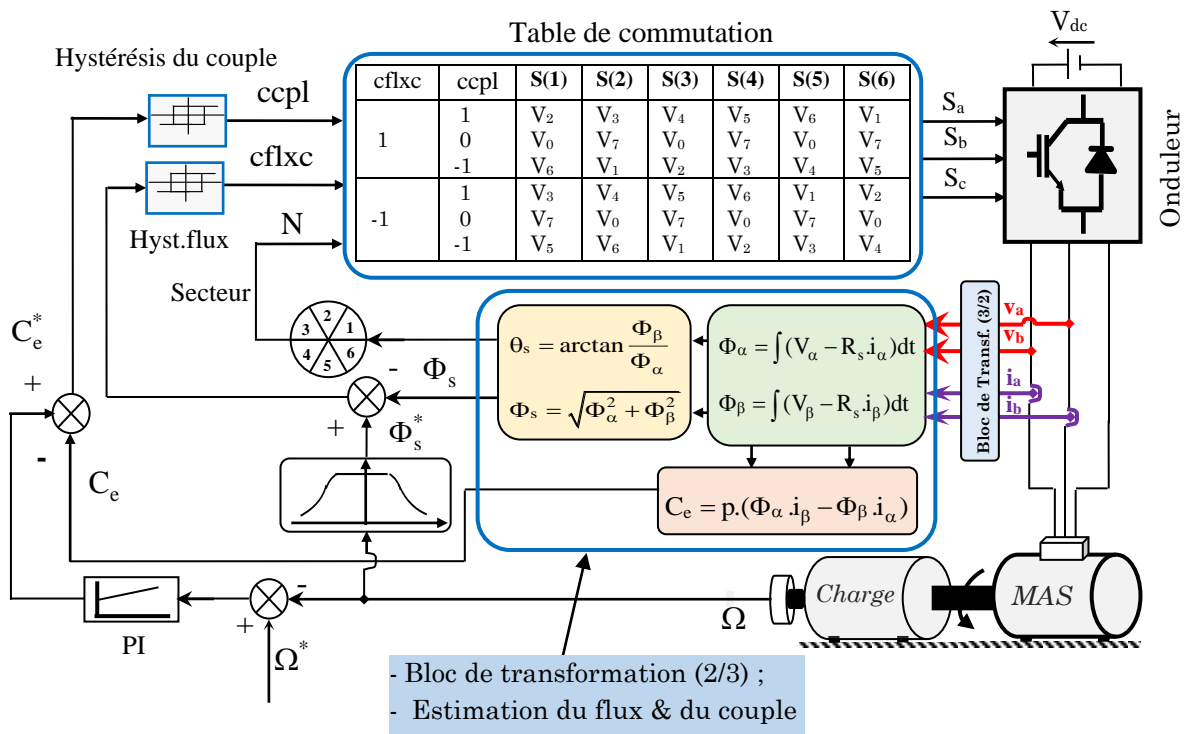


Fig. IV.33 Schéma fonctionnel de la DTC avec régulateur de vitesse, appliquée à la MAS

Chapitre V

Réglage et variation de vitesse
des machines synchrones à
aimant permanent par des
convertisseurs statiques

V. 1. Définition et Constitution de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur électromécanique réversible dans son fonctionnement ; il peut fonctionner en mode générateur ou bien en mode moteur, selon le sens d'écoulement des deux puissances, entrée et sortie, mécanique et électrique.

- ❖ En mode générateur (alternateur) : La machine permet une production d'une puissance électrique, donc d'un courant électrique dont la fréquence est liée directement à la vitesse de rotation de la machine ;
- ❖ En mode moteur : Elle consomme une puissance électrique pour générer une puissance mécanique, sachant que, la fréquence du courant électrique absorbé qui définit la vitesse de rotation de la machine.

Les courants d'alimentations ont une fréquence f_s , créent dans l'entrefer de la machine une force magnétomotrice (fmm) tournant à la vitesse synchrone n_s définie par :

$$\begin{cases} n_s = \frac{60.f_s}{p} ; \text{ en } \left(\frac{\text{tr}}{\text{min}} \right) \\ \Omega_s = \left(\frac{\omega_s}{p} \right) = 2\pi \cdot \left(\frac{f_s}{p} \right) ; \text{ en } \left(\frac{\text{rd}}{\text{s}} \right) \end{cases} \quad (\text{V.1})$$

En effet, les pôles de cette fmm tirent les pôles du rotor et font entraîner celui-ci à la vitesse synchrone (N_s). D'où la nomination de la machine synchrone.

Ces machines comportent deux parties ; une partie fixe (un induit) et l'autre tournante (un inducteur) ;

- Induit : Il représente le stator dans lequel est logé un enroulement triphasé à $2p$ pôles, qui est connecté au réseau d'alimentation, l'alimentant avec des tensions et des courants de fréquence f .
- Inducteur : C'est le rotor de la machine. Il sert à créer le champ magnétique qui va balayer les conducteurs de l'induit. Ce champ est élaboré à partir d'aimants permanents.

Les domaines d'application de ces machines touchent plusieurs disciplines, en mode moteur ou générateur, pour des puissances de fonctionnement allant jusqu'à quelques dizaines de kilowatts, en mode moteur, et peuvent atteindre 6 MW en mode générateur (éoliennes off-short) .

V. 2. Description de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Le progrès technologique enregistré dans le domaine des aimants a permis de concevoir des servomoteurs à aimants de plus en plus performants. Où, on peut en fait affirmer que la comparaison de ces servomoteurs avec les machines à courant continu n'est plus d'actualité, car leurs performances dépassent largement celles de ces dernières.

En effet, les avantages de la MSAP associée à un convertisseur sont nombreux :

- Suppression du système balais-collecteur donc diminution des problèmes de maintenance et possibilité pour le moteur de travailler en air corrosif ;
- Suppression de la source d'alimentation du courant de l'inducteur, d'où une absence de pertes rotoriques qui causent l'échauffement du moteur ;
- Puissance massique accrue (plus élevée) ;
- Fonctionnement possible aux grandes vitesses ;
- Plus grande facilité de refroidissement.

V.3. Bilan des puissances

Le bilan des puissances de la machine synchrone est illustré par le schéma de la Fig. V.1 qui montre l'écoulement de puissance de l'entrée

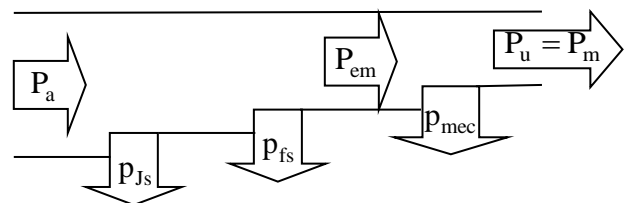


Fig. V.1 Schéma représentatif du bilan de puissance d'un moteur synchrone MSAP

La puissance absorbée par le moteur est donnée par :

$$P_a = 3V_s I \cos \varphi = \sqrt{3} U_s I \cos \varphi \quad (V.2)$$

$$\begin{cases} P_{em} = P_m = P_a - P_{stator} = C_{em} \cdot \Omega_s = C_u \cdot \Omega_s \\ P_u = P_a - \sum P_{pertes} \end{cases} \quad (V.3)$$

Tel que :

$$\begin{cases} P_{stator} = P_{Js} + P_{fs} \\ \sum P_{pertes} = P_{Js} + P_{fs} + P_{méc} \\ P_{Js} = 3R_s I^2 \end{cases} \quad (V.4)$$

p_{Js} : Pertes par effet Joule au stator

p_{fs} : Pertes fer dans le stator

V.4. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (à pôles lisses)

Les machines synchrones utilisées dans les applications à vitesse variable sont quasiment des machines à rotor feuilleté, sans amortisseurs, avec un système d'excitation à aimants permanents, montés en surface ou enterrés, Fig. V.2.

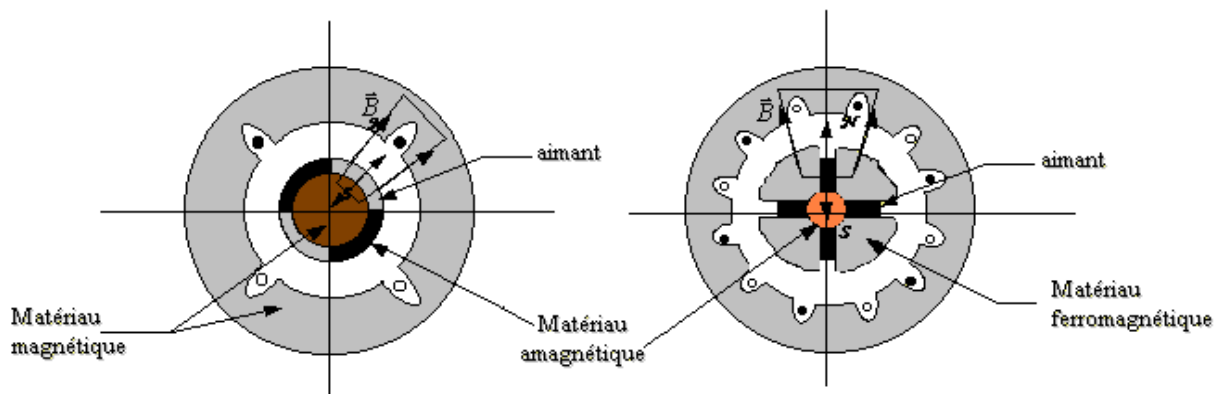


Fig. V.2 Machine à aimants permanents :
(a). Montés en surface du rotor ; (b). Enterrés.

La machine que nous allons décrire, est une machine synchrone à aimants permanents simple étoile, triphasée, équilibrée et à rotor lisse, dont les aimants sont disposés sur la surface du rotor. Le neutre est isolé et la somme instantanée des courants de phase est nulle. En conséquence, même si une éventuelle f.é.m. homopolaire existe, elle ne peut contribuer, sous quelque forme que ce soit, à la production du couple électromagnétique de la machine.

La simplification du modèle de cette machine, nous amène à tenir compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✓ La machine n'est pas saturée ;
- ✓ Les pertes fer, par hystérésis et par courants Foucault, et l'effet amortisseur sont négligés ;
- ✓ L'effet de peau est négligé ;
- ✓ Le couplage capacitif des enroulements est négligé ;
- ✓ La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.

En conséquence, les inductances de la machine sont constantes et indépendantes de la position du rotor.

V.4.1. Modèle électrique et magnétique de la MSAP

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant que les tensions appliquées aux trois enroulements est la somme de la chute ohmique et inductive dues au flux total qui les traversent.

$$\begin{cases} V_a = R_s \cdot i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = R_s \cdot i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = R_s \cdot i_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (V.5)$$

Nous désignons par i_a , i_b , et i_c , les courants qui traversent les trois enroulements, par V_a , V_b , et V_c , les tensions qui leurs sont appliquées, ainsi que, par R_s la résistance des enroulements statoriques. Les équations magnétiques s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{cases} \Phi_a = L_a \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c \\ \Phi_b = M_{ba} \cdot i_a + L_b \cdot i_b + M_{bc} \cdot i_c \\ \Phi_c = M_{ca} \cdot i_a + M_{cb} \cdot i_b + L_c \cdot i_c \\ \Phi_F \end{cases} \quad (V.6)$$

A l'aide de la transformation de Park, on passe à partir des grandeurs statoriques réelles V_a , V_b , V_c et i_a , i_b , i_c , à leurs composantes V_d , V_q et i_d , i_q . Pour plus de détails sur la modélisation des machines à courant alternatif, nous invitons le lecteur à consulter l'ouvrage de G. Segulier. 1996.

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \end{cases} \quad (V.7)$$

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_{sd} \cdot i_{sd} + \Phi_F \\ \Phi_{sq} = L_{sq} \cdot i_{sq} \\ \Phi_F = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \end{cases} \quad (V.8)$$

Le modèle global de la machine MSAP s'écrit alors :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_s \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_s \cdot (L_{sd} \cdot i_{sd} + \Phi_F) \end{cases} \quad (V.9)$$

Le couple électromagnétique de la machine MSAP s'écrit :

$$C_e = p \cdot (\Phi_{sd} \cdot i_{sq} - \Phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (V.10)$$

Nous substituons les flux dans la relation précédente du couple, on aura :

$$C_e = p \cdot [(L_{sd} - L_{sq}) \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} + \Phi_F \cdot i_{sq}] \quad (V.11)$$

L'équation (V.9) peut devenir comme suite :

$$\begin{cases} R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{d}{dt} i_{sd} = V_{sd} + \omega_s \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{d}{dt} i_{sq} = V_{sq} - \omega_s \cdot (L_{sd} \cdot i_{sd} + \Phi_F) \end{cases} \quad (V.12)$$

Le système d'équations (V.12) constitue les modèles électriques et magnétiques de la machine synchrone, Fig. (V.3).

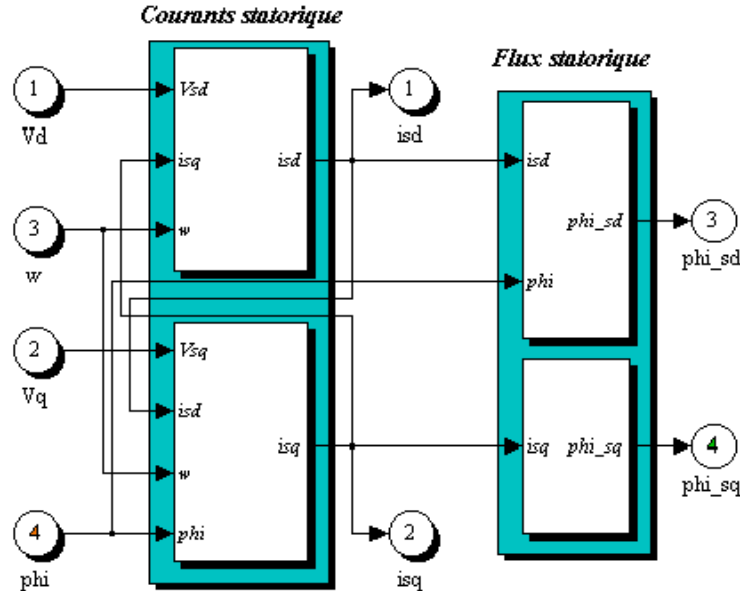


Fig. V.3 Modèle électrique et magnétique de simulation de la machine synchrone MSAP

V.4.2. Schéma équivalent de la MSAP

Le schéma équivalent monophasé de la MSAP relatif à une phase quelconque, basé sur le modèle de Behn-Eschenburg (pour une MSAP non saturée et à entrefer constant, qui fonctionne en régime sinusoïdal avec une vitesse constante) est donné par la Fig. V.4.

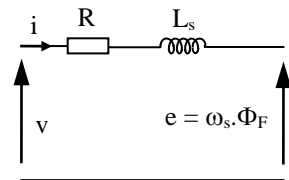


Fig. V.4 Schéma équivalent monophasé de la MSAP

V.4.3. Diagramme vectoriel de la MSAP

D'après le schéma équivalent donné par la Fig. V.4, nous pouvons déduire l'équation suivante :

$$\begin{cases} \bar{V} = R \cdot \bar{I} + jX_s \cdot \bar{I} + E \\ \text{Avec } X_s = \omega_e L_s : \text{Réactance synchrone de la machine} \\ \text{Si } R = 0 \Rightarrow \bar{V} = jX_s \cdot \bar{I} + E \end{cases} \quad (V.13)$$

L'équation (V.13), permet d'aboutir au diagramme de la Fig. V.5.

Nous avons la puissance absorbée \$P_a\$:

$$P_a = 3V_s I \cos \varphi = \sqrt{3}U_s I \cos \varphi$$

Si on néglige toutes les pertes au niveau du stator, \$\sum p_{pertes} = p_{Js} + p_{fs} + p_{mec} = 0\$.

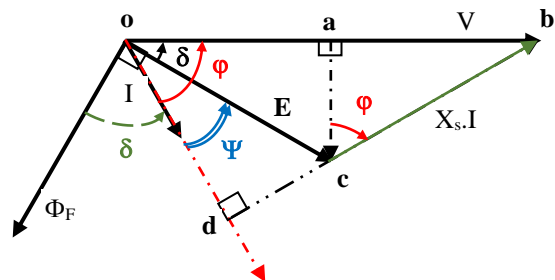


Fig. V.5 Diagramme vectoriel de la MSAP

$$\begin{cases} P_{em} = P_m = P_u = C_{em} \cdot \Omega_s = C_u \cdot \Omega_s ; \\ \Rightarrow C_{em} \cdot \Omega_s = 3V_s I \cos \varphi \end{cases} \quad (V.14)$$

$$C_{em} = \left(\frac{3V_s I \cos \varphi}{\Omega_s} \right) \quad (V.15)$$

V.4.3.1. Commande en courant (à courant imposé)

D'après la Fig. V.5, nous avons ;

$$\begin{cases} \overline{od} = E \cdot \cos(\Psi) = V \cdot \cos(\varphi) ; E = p \cdot \Omega_s \cdot \Phi_F \\ \Rightarrow C_{em} = 3 \cdot p \cdot (\Phi_F \cdot I \cdot \cos(\Psi)) \end{cases} \quad (V.16)$$

L'équation (V.16), montre que pour contrôler le couple, il suffit d'agir sur trois paramètres comme suit :

- Le courant I, qui est absorbé par la machine et imposé par la commande associée à l'onduleur du courant utilisé ;
- La valeur de flux qui est toujours constante et imposé par l'aimant permanent ;
- Agir sur Ψ , qui est l'angle d'autopilotage ($\Psi = (I, E)$).

V.4.3.2. Commande en tension (à tension imposée)

Ce qui revient à déterminer l'expression du couple en fonction de l'angle interne de la machine δ . On se refaire à la Fig. V.5, nous aurons ;

$$\begin{cases} \overline{ac} = E \cdot \sin(\delta) = I X_s \cdot \cos(\varphi) \Rightarrow I \cdot \cos(\varphi) = \frac{\Omega_s \cdot \Phi_F \cdot \sin(\delta)}{X_s} ; \\ \Rightarrow C_{em} = \left(\frac{3 \cdot p \cdot \Phi_F \cdot V}{X_s} \right) \cdot \sin(\delta) \\ \Leftrightarrow C_{em} = \frac{3 \cdot p \cdot \Phi_F}{2 \cdot \pi \cdot L_s} \cdot \left(\frac{V}{f_s} \right) \cdot \sin(\delta) \end{cases} \quad (V.17)$$

D'après l'équation (V.17), on constate bien que pour le contrôle du couple de la MSAP, nous avons trois grandeurs de réglage :

- La tension d'alimentation V, qui est imposée par la commande $\left(\frac{V}{f_s} \right)$ associée à l'onduleur de tension utilisé ;
- La valeur de flux qui est constante et imposé par l'excitation de la machine ;
- Agir sur δ , qui est l'angle interne de la machine imposé par l'autopilotage ($\delta = (V, E)$).

Si on choisit la commande $\left(\frac{V}{f_s} \right) = \text{Cst.}$, l'équation (V.17) devient :

$$C_{em} = \underbrace{\left(\frac{3 \cdot p \cdot \Phi_F}{2 \cdot \pi \cdot L_s} \right)}_{K = \text{Cst.}} \cdot \underbrace{\left(\frac{V}{f_s} \right)}_{K = \text{Cst.}} \cdot \sin(\delta) = K_1 \cdot \sin(\delta) \quad (V.18)$$

Ce qui montre que le couple varie proportionnellement par rapport au $\sin(\delta)$:

$$\begin{cases} C_{em} = K_1 \cdot \sin(\delta) ; K_1 > 0 \\ \Rightarrow \begin{cases} \text{Si } \delta > 0 \Rightarrow C_{em} > 0 : \text{Fonctionnement en mode moteur} \\ \text{Si } \delta < 0 \Rightarrow C_{em} < 0 : \text{Fonctionnement en mode alternateur} \end{cases} \end{cases} \quad (V.19)$$

Ce qui justifie l'importance de l'angle interne sur le couple développé par une machine synchrone, Fig. V.6.

V.5. Stabilité de fonctionnement d'une MSAP

La zone de fonctionnement stable de la MSAP peut être défini, en s'appuyant sur l'évolution de la fonction $C_{em} = f(\delta)$, Fig. IV.6.

Si on partage les zones d'analyse en deux parties :

❖ $\delta \in \left[-\left(\frac{\pi}{2}\right), \left(\frac{\pi}{2}\right)\right]$ ou bien $|\delta| \leq \left(\frac{\pi}{2}\right)$:

- Si pour une cause ou une autre Ω décroît ; la position des pôles de l'inducteur (le rotor réel) s'éloigne par rapport à ceux de l'induit, provoque l'augmentation de l'angle interne (δ), cela engendre l'accroissement du C_{em} . Ce qui accélère le rotor, en faisant diminuer $\delta \Rightarrow$ un fonctionnement est stable
- Maintenant, si Ω augmente accidentellement, le rotor réel se rapproche (le décalage entre les deux pôles diminue), ce qui fait que δ diminue, donc la diminution du couple C_{em} , le rotor ralentit et δ augmente à nouveau \Rightarrow le fonctionnement est stable.

❖ $\delta \in \left[-\pi, -\left(\frac{\pi}{2}\right)\right]$ et $\left[\left(\frac{\pi}{2}\right), \pi\right]$ ou bien $|\delta| > \left(\frac{\pi}{2}\right)$:

- Si on applique le même raisonnement pour cette zone, une augmentation ou une diminution de Ω , provoque un fonctionnement instable, ce qui engendre le décrochage de la machine.

En résumé :

La zone du fonctionnement stable de la MSAP est donnée par l'équation (V.20) :

$$|\delta| \leq \left(\frac{\pi}{2}\right) ; \begin{cases} - \text{ Pour un fonctionnement en moteur : } 0 \leq \delta \leq \left(\frac{\pi}{2}\right) ; \\ - \text{ Pour un fonctionnement en alternateur : } \left(\frac{\pi}{2}\right) \leq \delta \leq 0 \end{cases} \quad (V.20)$$

V.6. Variation de vitesse des moteurs synchrones à aimants permanents

V.6.1. Principe de variation de vitesse des MSAP

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable des moteurs synchrones, qui doivent tourner à une vitesse de synchronisme définie par l'équation (V.1). Ce qui nécessite d'alimenter cette machine à fréquence (f_s) variable. Pour garder la stabilité de la machine, en évitant son décrochage, il faut à tout instant que la pulsation des grandeurs statoriques ω_s , vérifiée la relation (V.1).

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide de deux types de convertisseurs statique (AC/AC), l'un est direct (Cycloconvertisseur et le convertisseur matriciel) et l'autre est indirect (Association redresseur et onduleur).

Dans notre cas nous allons opter pour un convertisseur de fréquence AC/AC indirect, dont l'élément principal est l'onduleur (convertisseur DC/AC) utilisé. Ce dernier peut être un convertisseur du courant pour une alimentation en courant ou

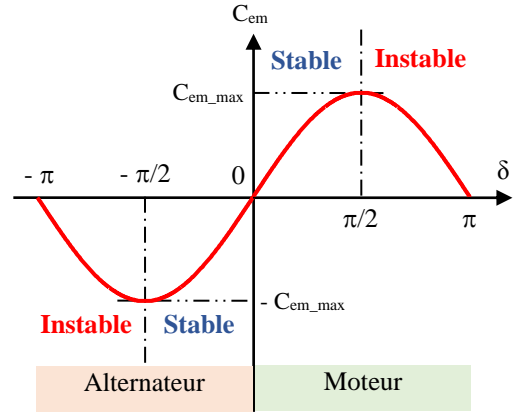


Fig. V.6 Evolution de la fonction $C_{em} = f(\delta)$ de la MSAP.

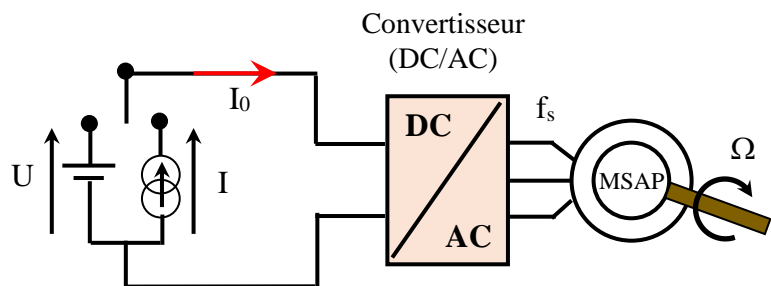


Fig. V.7 Schéma d'alimentation d'une MSAP par un onduleur du courant et de tension

bien un convertisseur de tension pour une alimentation en tension, Fig. V.7. Ce qui revient au contrôle de l'amplitude des courants statoriques, pour le premier cas, et l'amplitude des tensions statoriques pour le second cas, en plus de la fréquence f_s .

V.6.2. Pourquoi l'autopilotage de la MSAP

La MSAP tourne à $\Omega_s \Rightarrow$ Pour faire varier sa vitesse il faut agir sur la fréquence d'alimentation. Sachant que, le champ statorique tourne à la vitesse imposée par cette fréquence d'alimentation, le champ rotorique est accroché au champ du stator. Chaque fois le couple exigé sur le rotor est important, les deux champs se décalent davantage. Cependant, la dynamique du champ statorique est liée à la constante du temps électrique statorique qui est très faible, par contre celle du champ rotorique dépend de la constante du temps mécanique, qui est en relation directe au moment d'inertie des parties tournantes du système.

Une modification brusque de la fréquence (pulsation) d'alimentation engendrera une variation très rapide de la pulsation du champ statorique. Cependant, la constante du temps mécanique provoque un retard dans l'accroissement du champ rotorique par rapport au premier. Comme conséquence ; le décalage entre les deux champs augmente davantage ce qui provoque d'une manière directe le décrocher de la machine.

Pour éviter cette situation, nous sommes amenés à faire l'asservissement de la position du champ rotorique par rapport à celle du champ statorique. Ce qui revient réellement à imposer le décalage angulaire entre les deux champs. Ce mode de fonctionnement est appelé l'autopilotage.

V.6.3. Moteur synchrone (MSAP) autopiloté : système commandé en courant (à courant imposé)

La machine est alimentée par un pont de Graetz à (06) thyristors, qui fonctionne en onduleur de courant, la commande est basée sur la relation (V.16), Fig. V.8. Tout en agissant sur l'angle d'autopilotage ψ ainsi que l'amplitude de du courant I , sachant que le flux Φ_F est constant.

- ❖ La source du courant continu génère un courant constant I_0 ;
- ❖ Le capteur de position est solidaire du rotor du moteur, qui impose la commutation des thyristors de l'onduleur non autonome, donc c'est la position de la roue polaire qui impose les instants d'alimentation des phases statoriques du moteur. Ce qui fait que le moteur associé à son dispositif d'autopilotage se comporte comme un MCC.

Si on néglige les pertes dans le système (convertisseur statique + moteur), nous aurons :

$$\left. \begin{aligned} I_s = I_{s_eff} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_0 \\ C_{em} = 3 \cdot p \cdot \Phi_F \cdot I_s \cdot \cos(\Psi) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} C_{em} &= \left(\frac{3 \cdot \sqrt{6}}{\pi} \cdot p \cdot \Phi_F \right) \cdot I_0 \cdot \cos(\Psi) \\ &\Rightarrow C_{em} = K_\alpha \cdot I_0 \cdot \cos(\Psi) \end{aligned} \right. \quad (V.21)$$

Sachant que, Ψ est une constante $\Rightarrow \cos(\Psi)$ est constant :

$$\left. \begin{aligned} P_a = U \cdot I_0 = \Omega \cdot C_{em} = \Omega \cdot K_\alpha \cdot I_0 \cdot \cos(\Psi) \\ \Rightarrow \Omega \cdot I_0 = K_\delta \cdot U \cdot I_0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} \Omega &= K_\delta \cdot U \\ C_{em} &= K_\gamma \cdot I_0 \end{aligned} \right. \quad (V.22)$$

$$\text{Avec : } K_\delta = \left(\frac{1}{K_\alpha \cdot K_\beta} \right) \text{ et } K_\gamma = \left(\frac{1}{K_\delta} \right) = (K_\alpha \cdot K_\beta)$$

A partir de l'équation (V.22), nous constatons que :

❖ La vitesse de rotation du moteur MSAP peut être commandé par la tension de bus continu (U), ce qui est analogue à la commande de vitesse d'un MCC ;

❖ De plus son couple est proportionnel au courant I_0 . Ce qui reflète la formule régissant le fonctionnement d'un MCC.

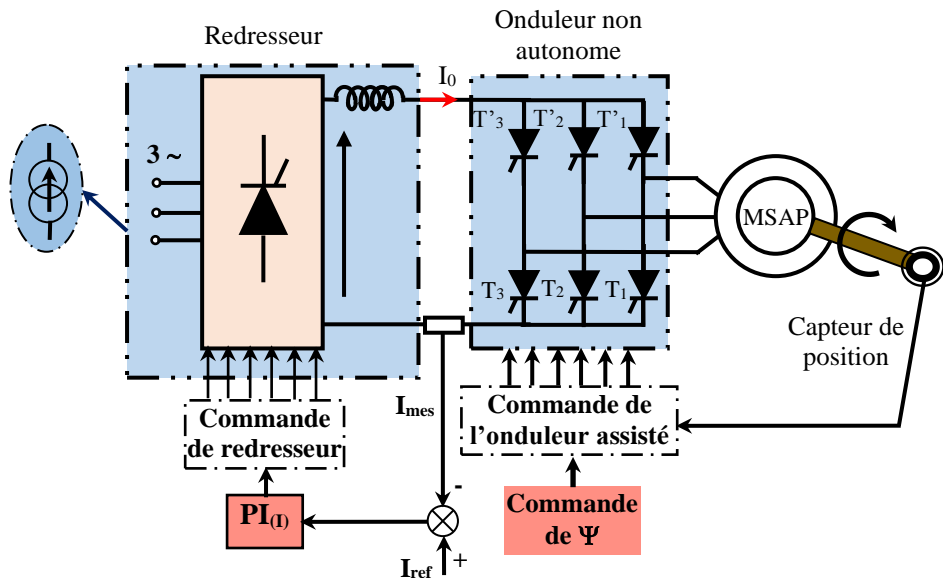


Fig. V.8 Schéma de principe d'un moteur synchrone autopiloté associé à un onduleur du courant

Tableau V.1. Les séquences de conductions des différents interrupteurs l'onduleur autonome

Les commutations des courants dans les phases de la machine synchrone s'effectuent conformément au chronogramme défini par le tableau V.1.

Séquences	1	2	3	4	5	6
Composants conducteurs	T ₁	T ₂	T ₃	T ₁	T ₂	T ₃
	T' ₂	T' ₃	T' ₁	T' ₂	T' ₃	T' ₁

❖ Schéma global de l'asservissement de vitesse (en boucle fermée)

L'asservissement de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone à aimant permanent, revient à procéder de la même que pour la machine à courant continu à excitation séparée, en utilisant une régulation en cascade avec deux boucles ; une boucle interne pour le contrôle du couple (du courant) et une boucle externe pour le réglage de la vitesse. La sortie de cette dernière forme la référence de couple de la boucle interne.

Le schéma structurel de la commande de réglage global est illustré par la Fig. V.9.

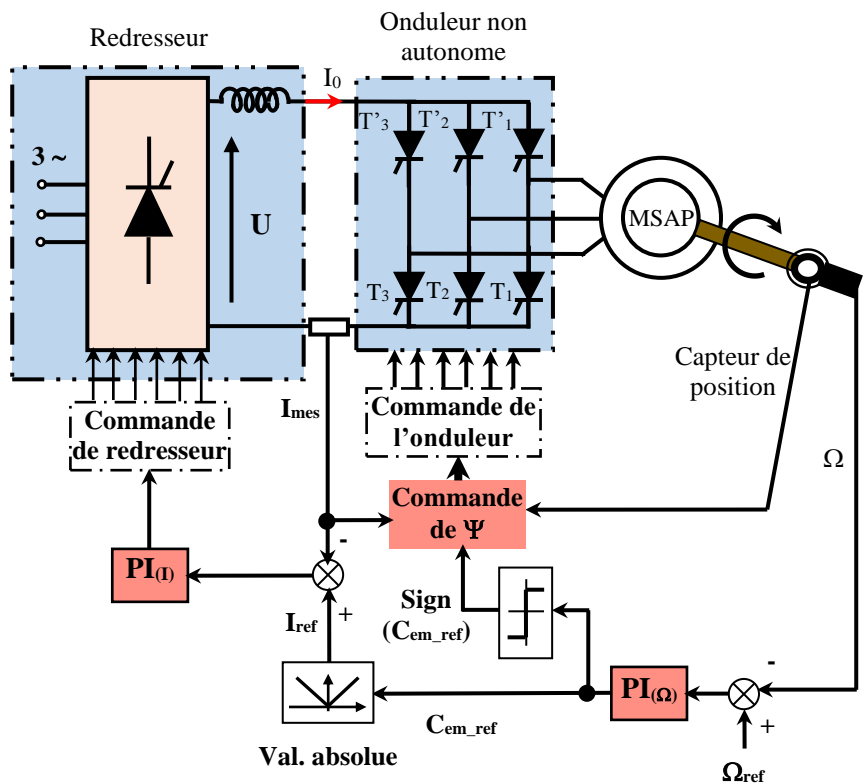


Fig. V.9 Schéma de principe de l'asservissement de la vitesse d'un moteur synchrone autopiloté alimenté par un onduleur de courant

V.6.4. Moteur synchrone (MSAP) autopiloté : Système commandé en tension (à tension imposée)

La machine est alimentée par un onduleur de tension autonome, commandé sous la base de la relation (V.16) ce qui permet de contrôler le couple de la machine. Le régulateur de vitesse génère un courant de référence qui est proportionnel au couple. A partir de ce courant nous allons former les signaux de commande de l'onduleur, pour ce faire en s'appuyant sur un capteur de position qui va nous générer $\sin(\theta)$ et $\sin\left(\theta - \left(2 \cdot \frac{\pi}{3}\right)\right)$, ce qui permettra de reconstituer les courants de références.

Le schéma de principe de l'asservissement de vitesse de la MSAP commandé en tension est donné par la Fig. V.10.

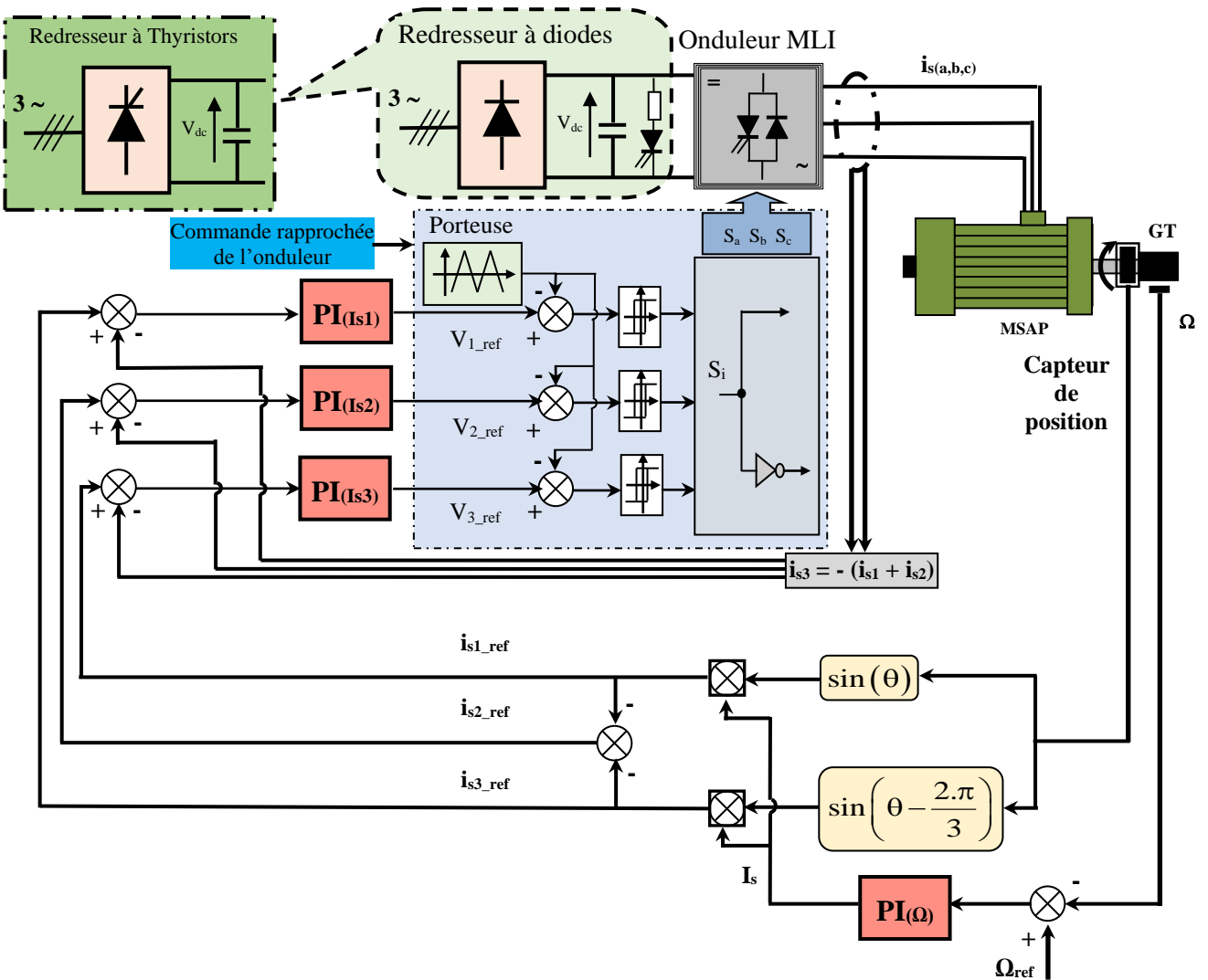


Fig. V.10 Schéma synoptique d'une commande scalaire d'un MSAP en tension et en boucle fermée de la vitesse.

La génération de la tension de bus continu, est obtenue par un redresseur en pont de Graetz à (06) thyristors commandés, sinon on utilise un redresseur à diode avec une résistance pour le freinage de la machine.

Comme avantage principal, de cette structure :

- Les signaux des courants statoriques, à la sortie de l'onduleur sont de forme quasi-sinusoidale, ce qui fait que les ondulations du couple sont éliminées.

Pendant, cette structure a des inconvénients qui peuvent être :

- ✓ L'emploi de cette structure en forte puissance est limité ;
- ✓ La complexité du circuit de commande constitue un inconvénient majeur de cette structure.

Chapitre VI

- **Commande des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) :**
 - **Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents**
 - **Contrôle direct du couple d'une synchrone à aimants permanents.**

VI.1. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

VI.1.1. Principe de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

Comme on l'a mentionné précédemment, la commande vectorielle de la machine synchrone diffère sensiblement de celle de la machine asynchrone, dans cette dernière, le découplage entre le contrôle du couple et du flux est obtenu à partir de calage du repère de Park sur la pulsation de synchronisme, en outre, l'estimation du flux est dès fois inévitable, par contre, pour la machine synchrone le découplage est obtenu par le fonctionnement à perte par effet Joule minimales. Nous consacrerons cette section aux fondements du contrôle vectoriel pour les machines synchrones ainsi que leurs fonctionnements en traction électrique. Dans le cas d'une machine à aimant monté en surface, c'est immédiat puisque, comme $L_q = L_d$, l'expression du couple électromagnétique de référence devient :

$$C_{e\text{-réf}} = p \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \cdot i_{sq\text{-réf}} \quad (\text{VI.1})$$

Le courant i_d n'a aucune influence sur le couple électromagnétique, on peut à priori lui donner n'importe quelle valeur. Il convient, pour limiter les pertes par effet Joule dans la machine, qui sont égales à $R_s \cdot (i_d^2 + i_q^2)$ d'imposer ($i_{d\text{-réf}} = 0$).

A pertes joules minimales, la commande en couple de l'actionneur synchrone se réduit à imposer un vecteur $\vec{i}_{dq\text{-réf}}$ de courants, qui est aligné sur l'axe q du repère de Park et qui est donc orienté en quadrature avec le vecteur flux $\vec{\Phi}_{dq}$ représentatif des flux dus aux aimants, Fig. (VI.1) d'où l'appellation de commande vectorielle donnée à cette commande. Le couple développé par le moteur est directement proportionnel à l'amplitude du vecteur \vec{i}_{dq} .

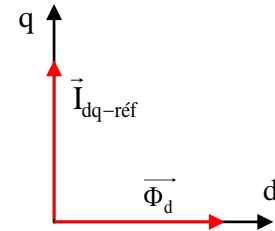


Fig. VI.1 Représentation vectorielle du principe de commande à pertes joules minimales.

➤ Dans le cas des machines à aimants enterrés, on peut appliquer exactement la même stratégie de commande, à savoir :

$$\begin{cases} i_{d\text{-réf}} = 0 \\ i_{q\text{-réf}} = \frac{C_{e\text{-réf}}}{p \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F} \end{cases} \quad (\text{VI.2})$$

Dans ce cas, on n'utilise que la composante électrodynamique du couple (couple principal), en annulant sa composante due à la variation de réluctance. Il en résulte une diminution de quelques pourcentages du couple maximal que l'on peut obtenir pour une amplitude donnée des courants mais, on maintient, comme dans le cas de la machine à aimants montés en surface, une relation couple courant linéaire.

La régulation du couple électromagnétique fourni par un moteur synchrone à aimants permanents peut se faire en asservissant directement les courants qui circulent dans les enroulements du stator aux valeurs de références $i_{a\text{-réf}}$, $i_{b\text{-réf}}$ et $i_{c\text{-réf}}$. On notera que, dans la mesure où la machine est connectée en étoile à neutre isolé, il est inutile de mesurer et d'asservir les trois courants statoriques, puisque, la mesure des courants étant nécessairement entachée d'erreur, essayer d'asservir les trois courants simultanément conduit même à des problèmes au niveau de la stabilité du système.

En générale, deux techniques de régulation sont envisageables pour le contrôle des courants statoriques. L'emploi de correcteurs de type proportionnel intégral avec ou sans compensation, cette

technique est surtout utilisée, si la machine possède une saillance directe ($L_d > L_q$) ou inverse ($L_d < L_q$), le couple dépend simultanément de i_{sq} et de i_{sd} . Dans certains cas, on utilise des correcteurs à hystérésis dont le but est de maintenir les courants dans une bande autour de leurs valeurs de références. Cette technique est surtout utilisée, si la machine est sans saillance.

A partir du système d'équation (V.9), on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_e \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_e \cdot \left(L_{sd} \cdot i_{sd} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \right) \end{cases} \quad (VI.3)$$

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{R_s + L_{sd} \cdot p} \cdot [V_{sd} + \omega_e \cdot L_{sq} \cdot i_{sq}] \\ i_{sq} = \frac{1}{R_s + L_{sq} \cdot p} \cdot \left[V_{sq} - \omega_e \cdot \left(L_{sd} \cdot i_{sd} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \right) \right] \end{cases} \quad (VI.4)$$

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{1}{R_s + L_{sd} \cdot P} \cdot (V_{sd} + e_d) \\ i_{sq} = \frac{1}{R_s + L_{sq} \cdot P} \cdot (V_{sq} + e_q) \end{cases} \quad (VI.5)$$

Où ;
$$\begin{cases} e_q = -\omega_e \cdot \left(L_{sd} \cdot i_{sd} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \right) \\ e_d = \omega_e \cdot L_{sq} \cdot i_{sq} \end{cases}$$

L'idée clef de la commande vectorielle est d'assimiler le contrôle des machines à courant alternatif à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, c'est à dire, le contrôle du couple est réalisé avec le contrôle du courant, en tenant compte de la contrainte $i_{sd} = 0$ l'équation (V.11) devient :

$$C_e = p \cdot \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \hat{\Phi}_F \cdot i_{sq} \right) \quad (VI.6)$$

VI.1.2. Processus de réglage

La Fig. (VI.2) représente le schéma fonctionnel du contrôle qui, à priori, peut être envisagé suivant deux stratégies, selon que les perturbations non linéaires e_d et e_q sont compensées ou non. La compensation a pour effet de découpler les deux processus (flux et couple) grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations réciproques, ainsi, il est possible d'obtenir une

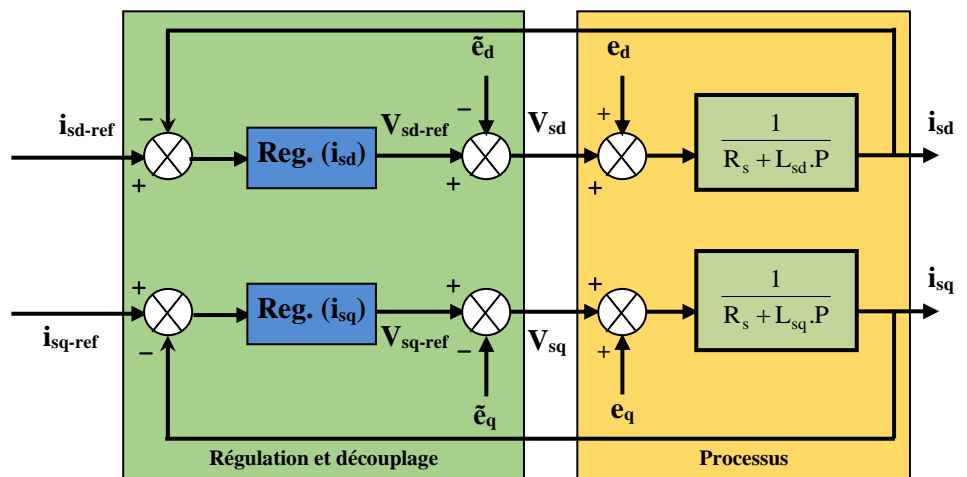


Fig. VI.2 Principe du contrôle du vectoriel pour une MSAP

amélioration des performances globales du système. Dans de telles conditions, le système devient linéaire, il vient :

$$\begin{cases} i_{sd} = F_d(P) \cdot (V_{sd} - \tilde{e}_d + e_d) \\ i_{sq} = F_q(P) \cdot (V_{sq} - \tilde{e}_q + e_q) \end{cases} \quad (\text{VI.7})$$

VI.1.3. Structure de réglage générale

La Fig. (VI.3) montre l'organisation fonctionnelle de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.

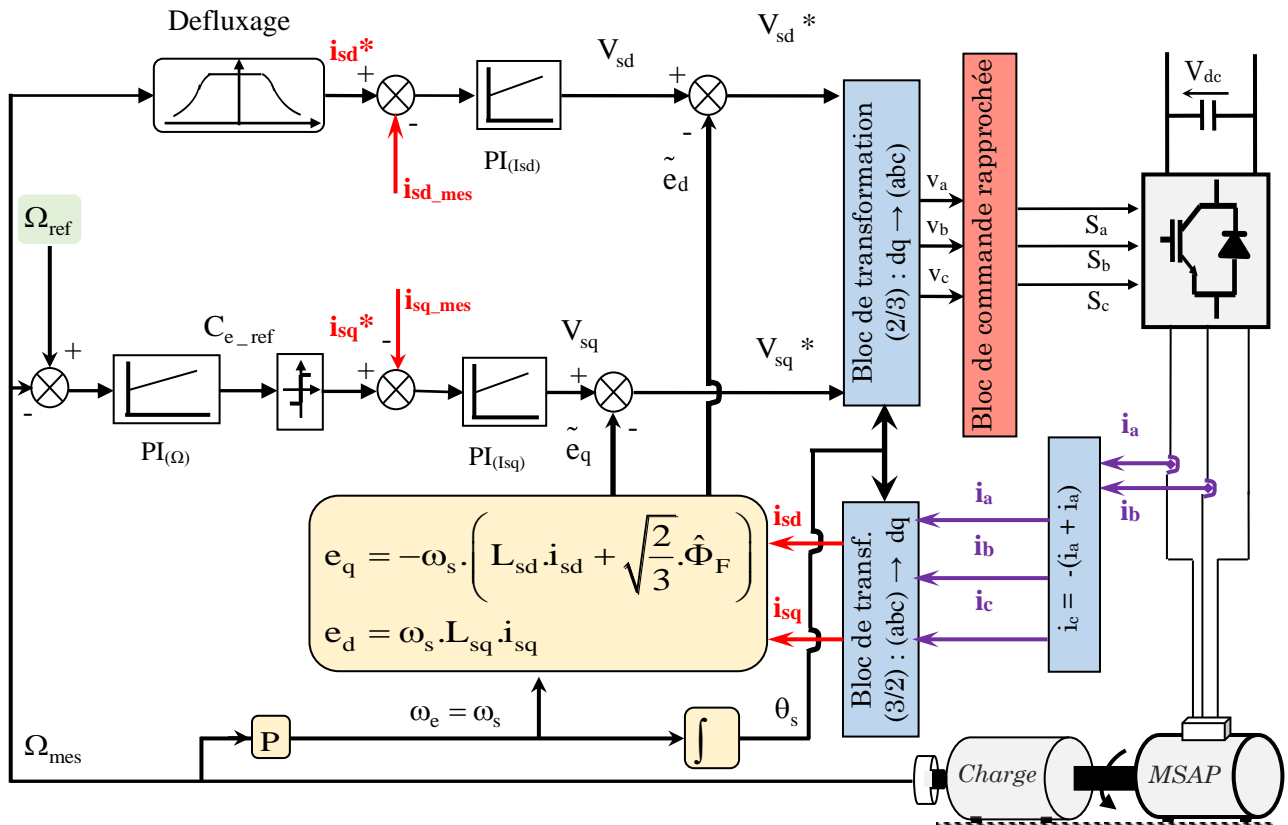


Fig. VI.3 Schéma fonctionnel du contrôle vectoriel global de la MSAP

VI.1.4. Fonctionnement en survitesse des machines à aimants permanents

Comme on l'avait vu précédemment, le couple de la machine à aimants permanents est directement proportionnel au courant (i_{sq}) dans le cas de la stratégie de commande à perte minimale ($i_{sd} = 0$). Lorsque, la machine tourne au-delà de sa vitesse nominale (Ω_b), le couple est limité par l'amplitude maximale du courant, la loi de commande assure un rapport couple/intensité optimal, ce qui donne le couple maximal que peut fournir la machine avec un courant ($I_s = I_{smax}$).

De la vitesse nominale jusqu'à la vitesse supérieure (limite), la loi de commande maintient le courant et la tension à leurs valeurs nominales. L'augmentation de la vitesse se fait avec diminution du couple disponible à puissance constante, le défluxage se fait par un contrôle à puissance constante, tout en agissant sur le courant i_{sd} , ce qui va faire décroître le couple résultant, entre le flux direct et celui des aimants. Cette action est dénommée le défluxage.

VI.2. Contrôle direct du couple d'une machine synchrones à aimants permanents

VI.2.1. Control du vecteur flux statorique

Comme on l'a déjà mentionné, le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au repère statorique est sous forme :

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R \cdot I_s) dt + \Phi_s(0) \tag{VI.8}$$

Lorsque le vecteur tension appliqué est non nul et si on néglige la résistance statorique devant la tension, on aura :

$$\Phi_s(t) = V_s \cdot t + \Phi_s(0) \tag{VI.9}$$

$$\Delta\Phi_s = V_s \cdot T_e \tag{VI.10}$$

Dans le cas où, le vecteur flux est appliqué d'une manière appropriée, l'extrémité du vecteur flux se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée.

La Fig. (IV.4) montre comment, on peut agir sur l'amplitude de vecteur flux par la composante radiale et sur sa position sur la composante tangentielle. Si la période de contrôle (T_e) est assez petite, en choisissant une séquence appropriée des vecteurs tensions, l'extrémité du vecteur peut suivre correctement la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module de flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux, cela n'est possible que si la période de la MLI est très faible devant la période de rotation du flux.

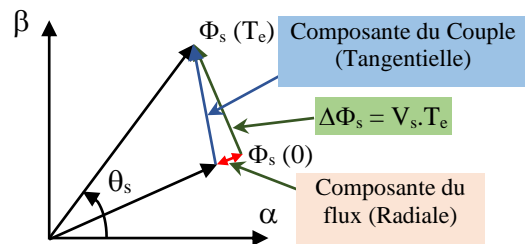


Fig. VI.4 Exemple d'évolution de l'extrémité du flux pour ($R \rightarrow 0$).

En plus la composante du flux des vecteurs tensions appliquées doit être minimale et celle du couple doit être maximale, ainsi, les vecteurs appliqués changent la position du vecteur flux avec une amplitude presque constante.

VI.2.2. Contrôle du couple

Dans la MSAP à pôles lisses, il existe uniquement le couple synchrone. Pour exposer qualitativement le principe du contrôle du couple synchrone, on suppose pour simplifier que la vitesse de rotation de la machine et l'amplitude de flux sont constantes. On suppose également que l'amplitude du vecteur flux statorique est constant et que sa vitesse moyenne de rotation ω_{s0} est la même que celle du flux rotorique.

Le couple synchrone s'écrit comme suit :

$$C_{syn} = \frac{p}{L} \cdot \Phi_s \cdot \Phi_f \cdot \sin \delta \tag{VI.11}$$

Les variations du couple sont contrôlées à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux statorique. La variation $\Delta\omega_s$ est maximale si la composante tangentielle du vecteur tension est maximale, c'est la raison pour laquelle on l'appelle la composante du couple.

VI.2.3. Structure du système du contrôle direct du couple

Dans le cas des chaînes d'entraînements électriques, la consigne d'entrée du système de contrôle direct du couple est la vitesse.

VI.2.3.1. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

L'amplitude de flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes α et β soit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_\alpha^2 + \Phi_\beta^2} \quad (\text{VI.12})$$

$$\begin{cases} \Phi_\alpha(t) = \int_0^t (V_\alpha - R_s \cdot I_\alpha) dt \\ \Phi_\beta(t) = \int_0^t (V_\beta - R_s \cdot I_\beta) dt \end{cases} \quad (\text{VI.13})$$

Les composantes α et β du vecteur courant, sont obtenues par l'application de transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$\begin{cases} I_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_a \\ I_\beta = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot (I_b - I_c) \end{cases} \quad (\text{VI.14})$$

Par application de la transformée de Concordia, pour la tension d'entrée de l'onduleur et pour les états des interrupteurs, nous obtenons les composantes α et β du vecteur tension.

$$\begin{cases} V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_\beta = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot V_{dc} \cdot [S_b - S_c] \end{cases} \quad (\text{VI.15})$$

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux et les grandeurs calculées du courant.

$$C_e = p \cdot (\Phi_\alpha \cdot I_\beta - \Phi_\beta \cdot I_\alpha) \quad (\text{VI.16})$$

Enfin le numéro de la zone dans laquelle se trouve le flux peut être obtenu en comparant le signe des composantes du flux d'un côté et le rapport entre ces composantes et l'amplitude du flux d'un autre côté.

VI.2.3.2. Structure générale de contrôle

L'organisation fonctionnelle global de la commande directe du couple DTC pour une MSAP est illustré sur la Fig. (VI.5), les mêmes principes appliqués au contrôle direct du couple pour les machines asynchrones sont valables pour cette machine. La régulation de vitesse est assurée par une boucle externe avec une association d'un régulateur de vitesse, qui va générer le couple de référence C_{e_ref} .

VI.2.4. Fonctionnement en survitesse de la MSAP dans le cas de la DTC

La stratégie de contrôle du couple à haute vitesse est basée sur des conditions de fonctionnement à tension constante.

VI.2.4.1. Limites du courant et de la tension

Dans les conditions de fonctionnement à haute vitesse, les capacités de contrôle du couple dépendent en grande partie des limitations physiques des principales grandeurs de l'ensemble onduleur/machine. Le module du courant I_s ne doit pas dépasser la valeur (I_{s_max} de l'ordre de **1,5** à 2 fois la valeur nominale I_{sn}) et le module du vecteur tension des fondamentaux ne peut pas dépasser la valeur maximale V_{sf_max} que peut fournir l'onduleur.

Pour le vecteur flux Φ_s , on peut considérer que ces conditions limites sont atteintes pour une pulsation de base ω_b , suffisamment élevée pour que l'on puisse négliger le terme résistif dans l'expression de la tension. Ainsi, on peut exprimer la pulsation de base ω_b avec l'équation suivante :

$$\omega_b = \frac{(V_{sf_max})}{(\Phi_{sn})} \tag{VI.17}$$

Au-delà de cette pulsation ω_b , le fonctionnement s'effectue à tension constante et à flux statorique décroissant. Ainsi, le module de flux Φ_s évolue en suivant la loi de variation inverse par rapport à la pulsation statorique ω_s , soit :

$$\Phi_s = \frac{(V_{sf_max})}{\omega_s} \tag{VI.18}$$

VI.2.4.2. Limites du couple

L'unique couple développé par la MSAP à pole lisse est le couple synchrone, donné sous la forme suivante :

$$C_{syn} = \frac{p}{L} \cdot \Phi_s \cdot \Phi_f \cdot \sin \delta \tag{VI.19}$$

Le couple maximal $(C_{syn})_{max}$ est atteint pour un angle $\delta = 90^\circ$. Le couple et le couple maximale varient en fonction de la pulsation ω_s , puisque le flux rotorique est constant. Lorsque la vitesse augmente, le couple maximal va décroître en proportion inverse à la pulsation ω_s . Nous pouvons écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{(C_{syn})}{(C_{syn})_{max}} = \sin \delta ; \\ \text{Sachant que : } (C_{syn})_{max} = \frac{p}{L} \cdot \Phi_s \cdot \Phi_f \end{array} \right. \tag{VI.20}$$

Si la méthode de défluxage utilisée est conventionnelle alors nous ne risquons pas d'atteindre le couple maximal, si non, on rentre dans une phase d'instabilité.

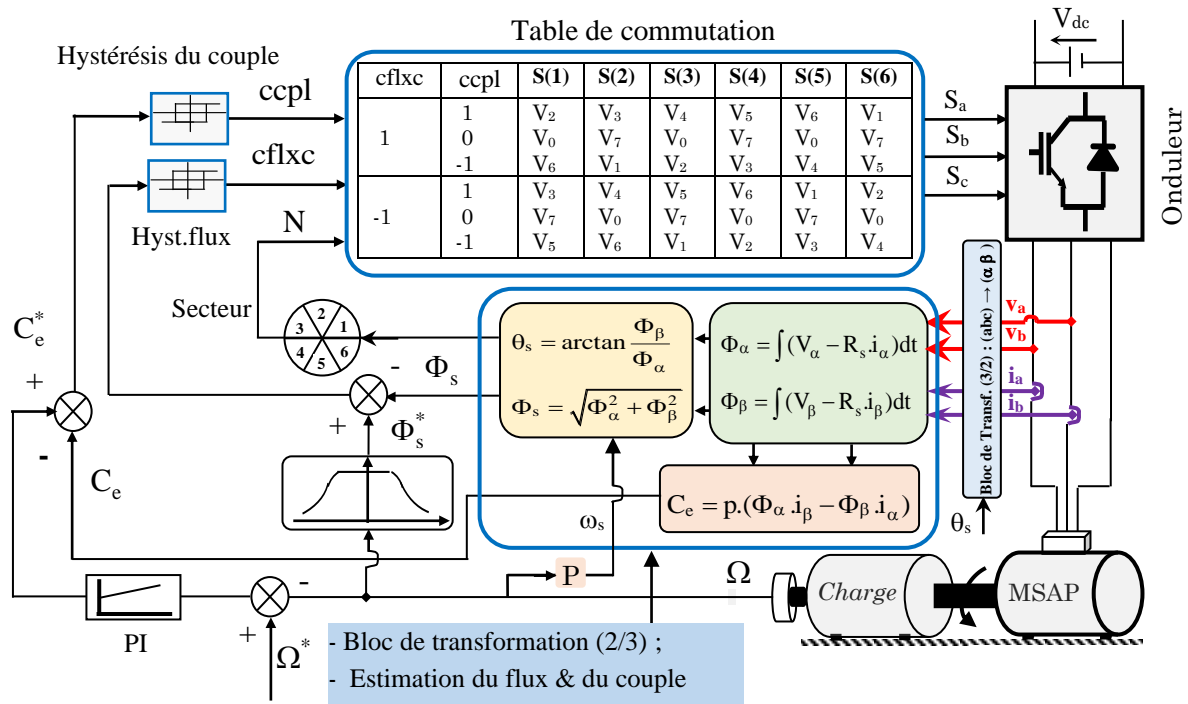


Fig. VI.5 Schéma de principe de la DTC avec régulateur de vitesse, appliquée pour la MASAP

Chapitre VII

Récapitulation sur la commande
des machines à courant alternatif
MAC (MAS & MSAP)

L'objectif de cette partie est de faire une synthèse sur les chapitres III, IV, V et VI. Tout en faisant récapituler les avantages et les inconvénients des algorithmes de commandes traités pour faire une comparaison entre elles.

VII.1. Comparaison entre les deux structures (les deux types de commandes, CVFRO et la DTC, appliquées aux deux machines MSAP et MAS)

A partir de ce qui précède, nous constatons que le découplage entre le couple et le flux dans le cas du contrôle vectoriel de la machine asynchrone est obtenu par alignement du repère de Park sur le flux rotorique de la machine qui tourne à la vitesse du champ tournant, cette dernière particularité permette le contrôle du couple et du flux de la machine respectivement par les composantes du courant statorique i_{sq} et i_{sd} . Par contre, le découplage dans le cas de la machine à aimants permanents est obtenu par le fonctionnement à perte joule minimale.

D'autre part, le découplage entre le couple et le flux dans le cas de la commande directe du couple est obtenu par alignement du repère du Concordia (stationnaire) par rapport au stator, le contrôle est assuré par la commande de la tension statorique V_s .

Tableau VII.1 Comparaison des deux commandes (CVFRO et DTC).

	Commande vectorielle (Rotor Field Oriented Control RFOC)	Commande directe du couple (Direct Torque Control DTC)
Référentiel	<ul style="list-style-type: none"> • Park dq tournant 	<ul style="list-style-type: none"> • Concordia $\alpha\beta$ stationnaire
Variables à contrôler	<ul style="list-style-type: none"> • Couple • Flux rotorique 	<ul style="list-style-type: none"> • Couple • Flux statorique
Variables à estimer	<ul style="list-style-type: none"> • Position du flux rotorique • Pulsation rotorique 	<ul style="list-style-type: none"> • Couple • Flux statorique
Régulateurs	<ul style="list-style-type: none"> • 02 Régulateurs PI 	<ul style="list-style-type: none"> • 02 Régulateurs à hystérésis (Compareurs)
Contrôle du couple	<ul style="list-style-type: none"> • Contrôle indirect du couple • De haut performances • Couple oscillant 	<ul style="list-style-type: none"> • Contrôle direct du couple. • De haut performances. • Couple oscillant.
Contrôle du flux	<ul style="list-style-type: none"> • Contrôle indirect du flux • Dynamique lente 	<ul style="list-style-type: none"> • Contrôle direct du flux • Dynamique rapide
Sensibilité aux paramètres	<ul style="list-style-type: none"> • Constante du temps rotorique 	<ul style="list-style-type: none"> • Résistance statorique
Complexité d'implémentation	<ul style="list-style-type: none"> • Grande complexité • Calcul des fonctions trigonométriques. 	<ul style="list-style-type: none"> • Complexité moyenne

A partir de l'étude précédente, on pourrait facilement constater que la MSAP est plus facile à contrôler par rapport à la MAS, d'ailleurs, le couple de la MSAP dans le contrôle vectoriel est directement proportionnel au courant statorique, en revanche, la commande de la MSAP devient plus facile que la MAS.

VII.2. Critère de choix entre les trois types de commande développée dans ce travail, Commande scalaire et la CVFRO ainsi que la DTC, appliquée aux machines MSAP et MAS

Tableau VII.2 Choix entre les deux commandes.

	Commande scalaire	Commande vectorielle (Rotor Field Oriented Control RFOC)	Commande directe du couple (Direct Torque Control DTC)
Comportement à basse vitesse	Médiocre	Bon	Médiocre
Adaptation en sur vitesse	Oui, avec des performances médiocres	Trop complexe	Oui, avec de bonnes performances
Sensibilité aux variations paramétriques	Oui, pour certain algorithmes	Beaucoup	Moyen
Contrôle en régime permanent	Oui	Oui	Oui
Contrôle en régime transitoire	Non	Oui	Oui

Les différences et les affinités de chaque commande et de chaque machine sont analysées sous forme d'une étude comparative globale, il apparaît que le bon choix du type de contrôle et du type de machine à utiliser est un compromis entre plusieurs facteurs (pollution d'environnement, maintenance des machines, le temps de calcul des algorithmes de commande, variation des paramètres de la machine, etc.

Chapitre VIII

Commande des machines
spéciales :
- Moteurs pas à pas

VIII.1. Définition

Un moteur pas à pas est une machine tournante, dont le rotor se déplace d'un angle élémentaire α_p , dénommé pas, chaque fois que son circuit de commande effectué une commutation de courant dans un ou plusieurs de ses enroulements.

Il s'agit d'un actionneur de positionnement, mais une succession rapprochée de commutations permet d'obtenir une rotation continue.

La commande de la position ou de la vitesse peut se faire en boucle ouverte. Pour avoir une bonne résolution angulaire, la machine doit avoir un pas assez faible. Comme on peut caractériser cette résolution par le nombre de pas par tous N_p :

$$N_p = \frac{360}{\alpha_p} \quad (\text{VIII.1})$$

Avec ; α_p : le pas en degré ($^\circ$).

Les valeurs les plus couramment rencontrées sont ; $N_p = 400, 200, 100, 48, 24$ et 12 .

Un moteur pas à pas transforme des impulsions de commande en une rotation de n " pas du rotor : il permet donc un positionnement précis sans boucle d'asservissement (via potentiomètre, codeur ...).

VIII.2. Description et classification des moteurs pas à pas

Tous les moteurs pas à pas comprennent un stator portant des bobines dans lesquelles le courant est commuté par l'électronique de commande. Par contre, des différences apparaissent au niveau du rotor. Où, on peut définir trois principaux types de moteurs pas à pas :

- ❖ Moteur à aimant permanent ;
- ❖ Moteur à reluctance variable ;
- ❖ Moteur hybride.

VIII.2.1. Moteur à aimant permanent

VIII.2.1.1. Principe et constitution

Le stator a p paires de pôles bobinés, alors que le rotor est un aimant permanent, qui s'aligne sur le champ magnétique tournant généré par le bobinage statorique, Fig. VIII.1.

Ce sont des moteurs à faible coût de revient, et de résolution moyenne (jusqu'à 100 pas/tour).

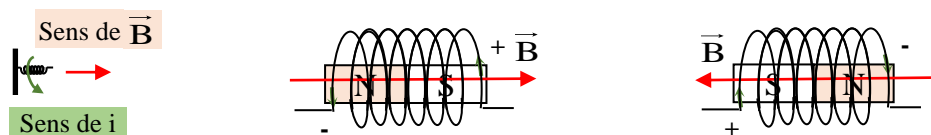


Fig. VIII. 1. Principe de base d'un moteur pas à pas

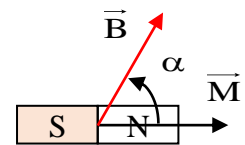


Fig. VIII. 2. Principe de base de génération du couple

Si on considère que \vec{M} est le moment magnétique du rotor, alors le couple \vec{C} exercé entre le rotor et le stator, Fig. VIII.2, a pour expression :

$$\vec{C} = \vec{M} \wedge \vec{B} \Rightarrow C = M.B.\sin(\alpha) \quad (\text{VIII.2})$$

VIII.2.1.2. Principe de fonctionnement

Pour expliquer le fonctionnement de ce type du moteur, on considère une structure simplifiée d'un moteur pas à pas comportant, Fig. VIII.3 :

- Deux enroulements au stator (deux phases AB et CD) avec deux bobines par phase ;
- Le rotor est un aimant bipolaire.

On distingue trois modes de fonctionnement :

A. Commande en pas entier, mode monophasé

Dans ce cas, une seule phase est alimentée à chaque pas. Ce qui fait que le couple développé par le moteur n'est pas important. C'est dans ce mode que le fabricant définit le pas angulaire du moteur, Fig. VIII.5.

Les positions d'équilibre se situent suivant l'axe des deux phases.

On a : $N_p = 4 \Rightarrow \alpha_p = 90$

Pour obtenir un tour complet, il faut pouvoir inverser le courant dans les phases : ce qui impose une alimentation bipolaire. Cela permet l'inversion du sens des polarités aux bornes des phases. Alors que, le sens de rotation dépend de l'ordre d'alimentation des phases.

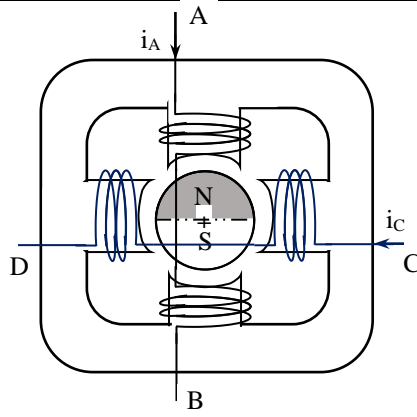


Fig. VIII.3 Représentation d'un moteur pas à pas

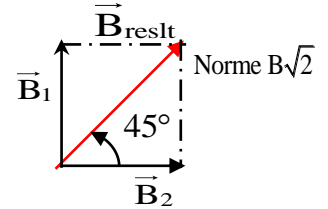


Fig. VIII.4 Représentation de la résultante du champ créée par deux phases

B. Commande symétrique en pas entier, en biphasé

Dans ce cas, les deux phases sont alimentées simultanément, Fig. VIII.6. Ce qui permet d'avoir un couple maximum, et cela grâce, à la norme du champ résultant qui $\sqrt{2}$ fois plus grande que celle du champ d'une phase, Fig. VIII.4.

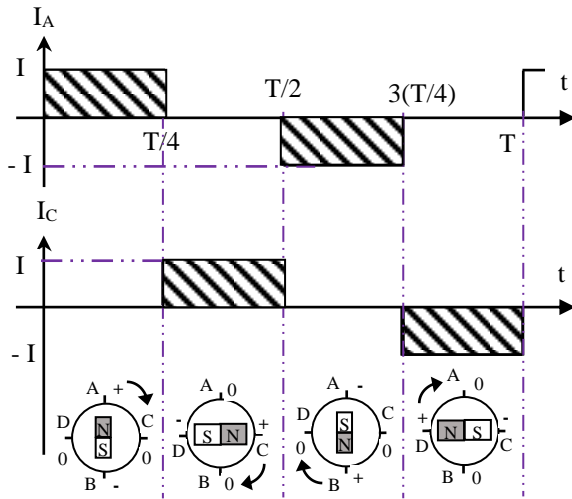


Fig. VIII.5 Séquences des alimentations de phases d'un moteur pas à pas en mode monophasé

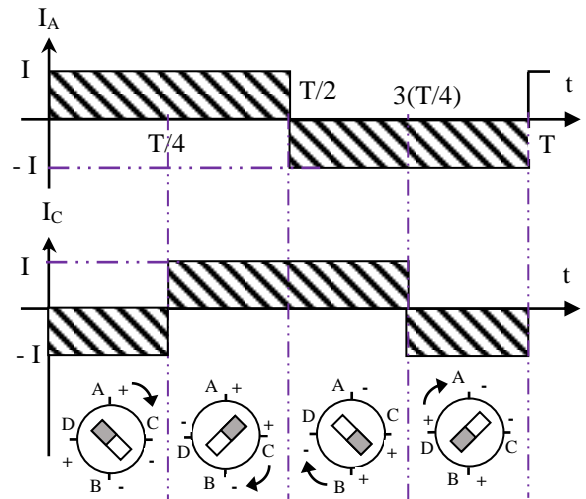


Fig. VIII.6 Séquences des alimentations de phases d'un moteur pas à pas en mode biphasé, commande symétrique

$$\|\vec{B}_1\| = \|\vec{B}_2\| = B \tag{VIII.2}$$

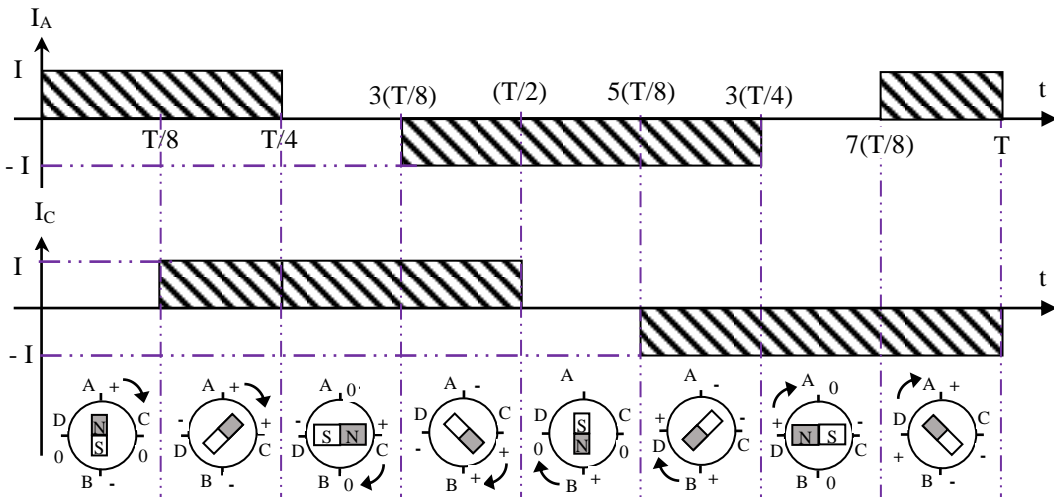


Fig. VIII.7 Séquences des alimentations de phases d'un moteur pas à pas en mode demi pas, commande asymétrique en demi pas, en biphasé

Les positions d'équilibre se situent cette fois suivant les bissectrices des angles formés par les axes des deux phases. Le pas angulaire est identique au mode 1 mais les positions d'équilibre sont intermédiaires aux précédentes : $N_p = 4 \Rightarrow \alpha_p = 90^\circ$.

C. Commande asymétrique en demi-pas, en monophasé ou en biphasé

La combinaison en alternance du mode 1 et du mode 2 permet le fonctionnement en demi pas, Fig. VIII.7. Pour effectuer un déplacement donné, il faut doubler le nombre d'impulsions de commande, ce qui permet de doubler le nombre de pas. Les couples quasi statiques ne sont pas identiques (le couple est irrégulier) selon si une ou les deux phases sont alimentées, car le champ vaut en module alternativement B et $B\sqrt{2}$.

On a : $N_p = 8 \Rightarrow \alpha_p = 45^\circ$

D. Commande symétrique en demi-pas, en monophasé ou en biphasé

Pour un fonctionnement régulier en demi pas, il faut augmenter le courant d'un facteur $\sqrt{2}$ lorsqu'une seule phase est alimentée. On a ainsi les performances de couple du mode 2 mais avec deux fois plus de pas, Fig. VIII.8.

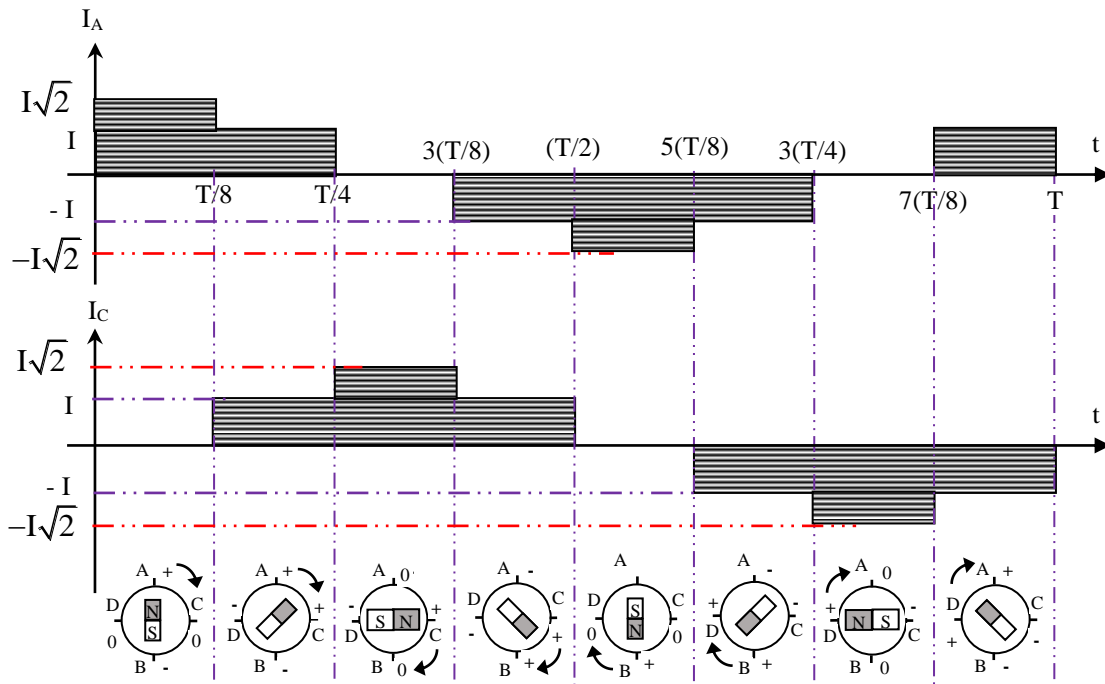


Fig. VIII.8 Séquences des alimentations de phases d'un moteur pas à pas en mode demi pas, commande symétrique en demi pas, en biphasé

Les moteurs à alimentation bipolaire sont les plus utilisés, malgré la nécessité de la double commutation (+I, -I), leur commande reste simple à mettre en œuvre grâce à l'utilisation de circuits intégrés de puissance spécialisés. De plus, les performances en termes de couple et de puissance sont bien meilleures.

Dans la réalité, pour disposer d'un nombre de pas par tour élevé, on peut utiliser un aimant multipolaire au rotor et augmenter le nombre de plots bobinés au stator. Cependant, on est limité par l'encombrement des pôles et il n'est guère possible de dépasser 48 pas par tour, soit une résolution angulaire de $7,5^\circ$. De plus, la tension induite par le rotor dans le stator limite la vitesse de rotation de ces moteurs.

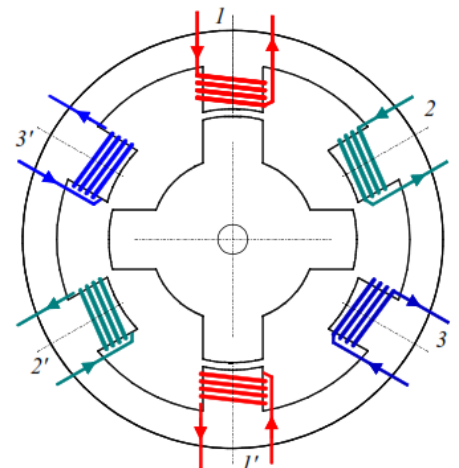


Fig. VIII.9 Représentation simplifiée d'un à réluctance variable (MRV)

VIII.2.2. Moteur pas à pas à réluctance variable MRV

VIII.2.2.1. Constitution

Le moteur pas-à-pas réluctant (Variable reluctance motor VRM) comporte n bobines distinctes au stator et un rotor ferromagnétique sans aimant. Dans ce cas le rotor ne comporte aucun aimant, alors qu'il est formé d'une structure dentée en fer doux feuilleté. Il se positionne pour minimiser la réluctance du trajet offert aux lignes de champ magnétique créé par l'un des enroulements statoriques, comme dans un électroaimant.

VIII.2.2.2. Principe de fonctionnement

La structure élémentaire donnée ci-dessous, Fig. VIII.10, permet d'expliquer le fonctionnement d'un

moteur MRV. Le stator comporte six plots sur lesquels sont bobinés trois enroulements AA', BB' et CC'. Le rotor possède quatre dents, chaque commutation de courant dans un enroulement, ce sont les dents les plus proches des plots alimentés, qui se placent en face d'eux, de manière à déminer la réluctance. Le sens du courant étant sans importance, on n'emploie que des alimentations unipolaires.

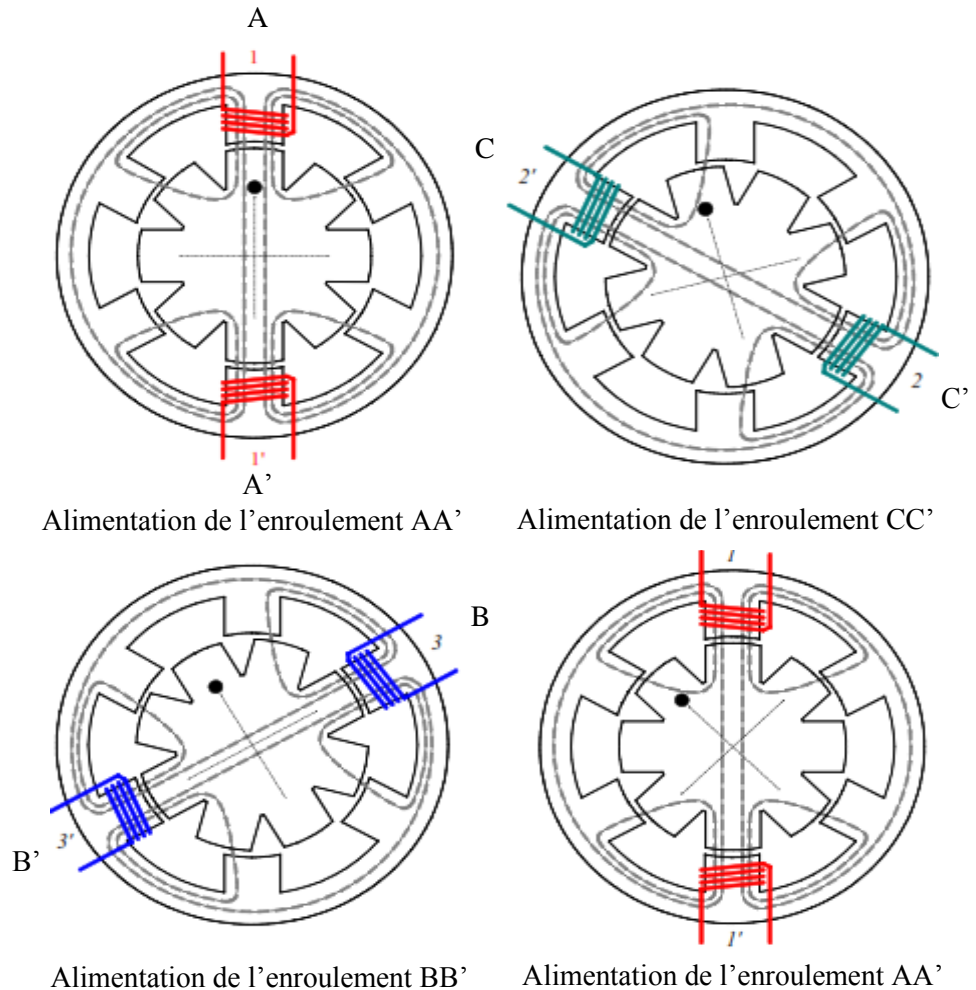


Fig. VIII.10 Principe de fonctionnement d'un à réluctance variable (MRV)

Si on note Z_s le nombre de plots de stator et Z_r le nombre de dents au rotor nous aurons le nombre de pas par tour N_p :

$$N_p = \frac{Z_s \cdot Z_r}{|Z_s - Z_r|} ; \text{ avec } Z_s \neq Z_r \quad (\text{VIII.3})$$

Exemple (Fig. VIII.9) : On constate très bien sur cette figure que le pas est de 30° , ce qui correspond à 12 pas par tour. Dans cet exemple ; nous avons $Z_s = 6$ et $Z_r = 4$ ce qui conduit à :

$$N_p = 12 \text{ pas/tour soit : } \alpha_p = 30^\circ.$$

Pour augmenter le nombre de pas par tour (N_p) en doit multiplier le nombre de dents du rotor et le nombre de plots du stator. Ce qui apparait facile pour les dents rotoriques, puisqu'il s'agit d'un usinage. Ce qui permet d'atteindre des nombres très important de pas par tour ; jusqu'à 200 voir 400 pas par tour.

De plus, le coût de fabrication est très faible (assez modeste), grâce à la simplicité de fabrication du rotor ainsi que l'absence des aimants. Toutefois, le couple fourni est assez faible. Sans courant dans les bobinages statoriques, ce type de moteur ne présente pas de couple relucant.

VIII.2.3. Moteur pas-à-pas hybride (MH)

VIII.2.3.1. Constitution

En combinant les structures des deux moteurs précédents, c'est à dire en plaçant les aimants du moteur dans un circuit ferromagnétique, on crée un nouveau type de moteur appelé moteur relucant polarisé ou moteur hybride (Hybrid motor : HB). Dans ce cas, il existe un couple relucant provoqué par la variation de perméances propres associées à chaque aimant et à chaque bobine.

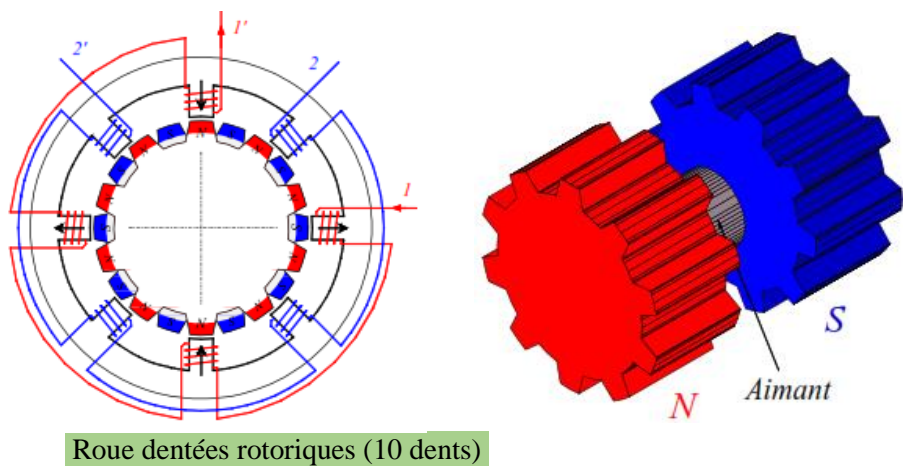
VIII.2.3.2. Technologie des moteurs pas à pas hybrides et principe de fonctionnement

Les moteurs pas à pas hybrides réunissent, au moins en partie, les avantages des moteurs pas à pas à réluctance variable et à aimants permanents, à savoir :

- Un grand nombre de pas par tour ;
- Une fréquence propre mécanique importante ;
- Un couple massique élevé ;
- Un amortissement interne important ;
- Une mémoire de position.

Dans sa configuration de base le moteur pas à pas hybride comporte un stator en fer feuilleté à plots saillants et deux couronnes rotoriques dentées en matériau ferromagnétique, géométriquement identiques et réunies par un aimant permanent cylindrique magnétisé axialement. Les lignes de champs de l'aimant se ferment à travers les dents du rotor. Vu du stator, le rotor présente autant de pôles magnétiques actifs qu'il possède de dents. Les dents sur une des couronnes sont décalées par rapport aux dents de l'autre d'un demi pas dentaire.

Un aimant annulaire, monté axialement dans le rotor, produit des polarités magnétiques opposées dans chaque roue dentée rotorique. Ces deux roues comportent le même nombre de dents, mais sont décalées angulairement d'un demi pas de denture. La séquence de commutation est inchangée par rapport au moteur pas à pas à aimant permanent. A chaque fois, le rotor se déplace d'un quart de pas de denture, qui est ainsi le pas du moteur.



Roue dentées rotoriques (10 dents)

Fig. VIII.11 Représentation d'un moteur hybride

Lorsqu'un courant circule dans l'une des phases du bobinage statorique, il en résulte un couple de maintien très important, provenant à la fois du flux produit par l'aimant, et de l'effort d'attraction entre les dentures rotorique et statoriques, dû au fonctionnement par réluctance variable.

Le nombre de pas par pôle :

$$N_p = 2.m.Z_r \quad (\text{VIII.4})$$

N_p est le nombre de dents d'une roue rotorique et m (pair) est le nombre de phases.

Si nous avons $Z_r = 10$ et $m = 2$, ce qui donne que $N_p = 40$ pas/tour $\Rightarrow \alpha_p = 9^\circ$.

Pour augmenter le nombre de pas par tour (N_p) en doit denter les dents des plots du stator avec le même pas que celui des roues rotorique. Ce qui permet d'atteindre 200 à 400 pas par tour, voire nettement plus pour des modèles spécifiques. Ce qui revient à accroître le prix par rapport à celui des

autres types de moteurs pas à pas citées ci-dessus. Cependant, ses performances excellentes font de lui le moteurs pas à pas le plus utilisé.

VIII.3. Comparaison des trois types de moteurs pas à pas

Le Tableau VIII.1 donne une comparaison entre les divers types de moteurs pas à pas.

Tableau VIII.1 Comparaison des performances pour les trois types de moteurs pas à pas

Type de moteur pas à pas	Moteur à réluctance variable	Moteur à aimants permanents	Moteur hybride
Résolution (Nb de pas par tour)	Bonne (200 voire 400)	Moyenne (48 max)	Elevée (200, 400 voire plus)
Couple moteur	Faible	Elevée	Elevée
Sens de rotation	Dépend de l'ordre d'alimentation des phases		
		Dépend du sens du courant dans les bobines	
Fréquence de travail	Grande	Faible	Grande
Puissance	Quelques Watts	Quelques dizaines de Watts	Quelques kWatts

VIII.4. Comportement mécaniques des moteurs pas à pas

VIII.4.1. Caracteristiques statiques

Le couple de maintien est le couple minimum qu'il est nécessaire d'appliquer sur l'arbre moteur pour occasionner sa rotation, la mesure étant faite lorsque le moteur est alimenté à $f = 0$ (arrêt).

Le couple de detente a la même définition mais avec le moteur non alimenté. Il est nul pour les moteurs à reluctance variable.

VIII.4.2. Caracteristiques dynamiques

VIII.4.2.1. Déplacement d'un pas

La fin d'un pas ou d'un parcours, le moteur a tendance à osciller autour de sa valeur finale à une fréquence dite fréquence de résonance ou naturelle du système, Fig. VIII.12.

L'amortissement de ces oscillations est obtenu ; soit volontairement si augment les frottements visqueux, artificiellement tout en agissant sur la pertes ferromagnétiques ou bien agir sur la commande.

VIII.4.2.2. Enchainement d'un pas

Lors d'un déplacement de plusieurs pas ou bien une rotation continue, de nombreux modes de fonctionnement peuvent être envisager, selon la fréquence des pas, Fig. VIII.13.

- ❖ Fig. VIII.13-(a) : Pour une fréquence lente, le rotor s'arrête à chaque pas. L'enclenchement des pas correspond à un assemblage de réponses indicielles ; Ce fonctionnement est dénommé **fonctionnement par à-coups** ;
- ❖ Fig. VIII.13-(b) : Pour une fréquence élevée, le rotor ne s'arrête plus entre chaque pas. Ce qui fait que la position croit régulièrement ; **fonctionnement en continu** ;

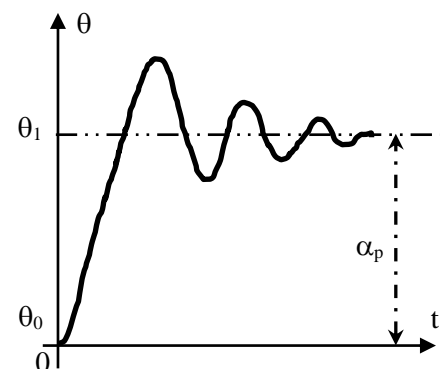


Fig. VIII.12 Réponse indicielle de déplacement du moteur pas à pas

❖ Avec l'augmentation supplémentaire de la fréquence, Fig. VIII.13-(c) : le fonctionnement s'apparente à celui d'un moteur synchrone (ce qui revient à dire que la vitesse de rotation du moteur est proportionnelle à la fréquence d'alimentation f).

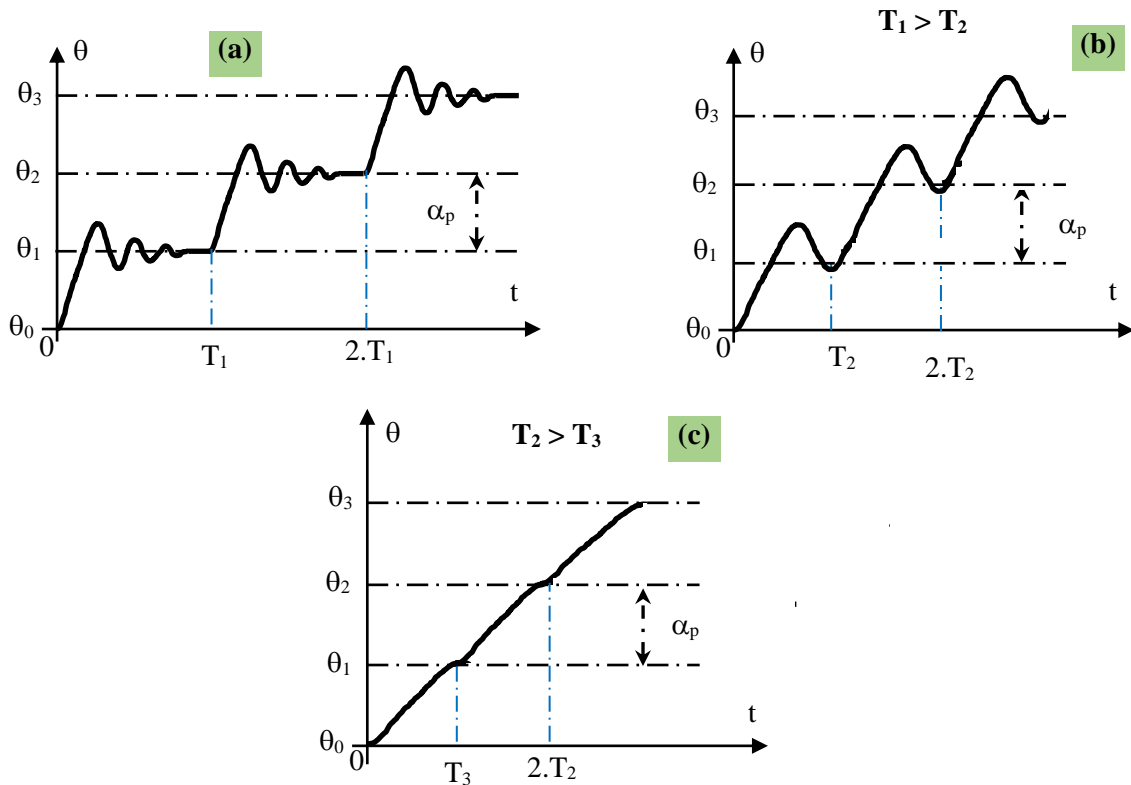
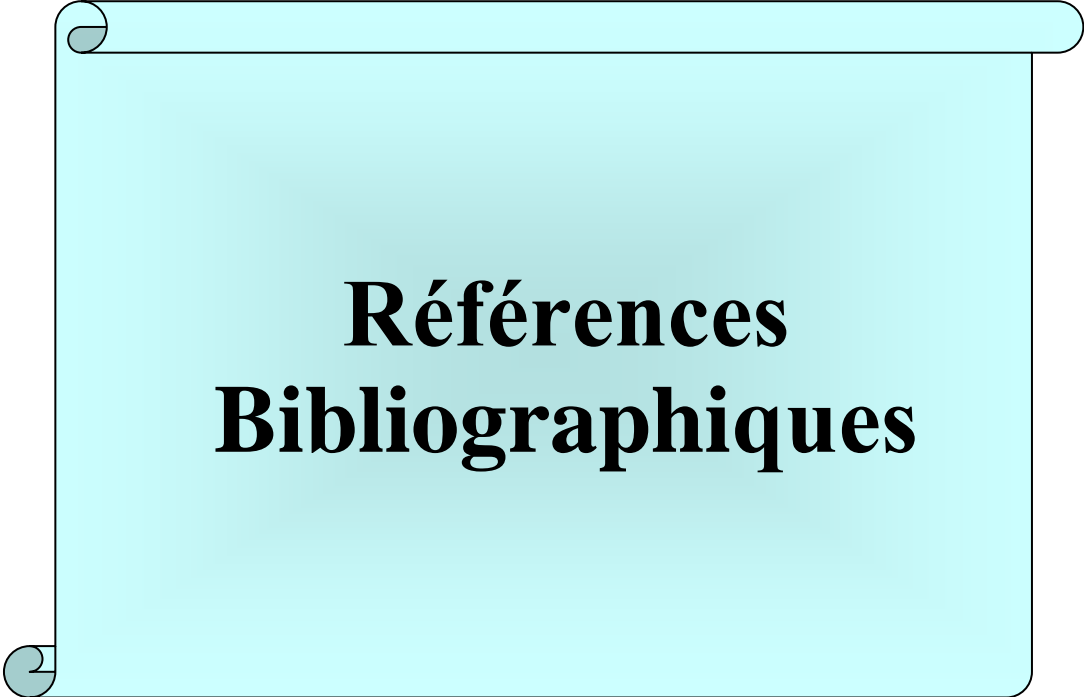



Fig. VIII.13 Réponse indicielle de déplacement du moteur pas à pas

VIII.5. Alimentation des moteurs pas à pas

<p>Elle doit permettre d'établir, de maintenir et de couper le plus rapidement possible le courant imposé dans chaque bobinage.</p> <ul style="list-style-type: none"> ■ Pour que le courant atteigne rapidement sa valeur nominale, il faut : <ul style="list-style-type: none"> - diminuer la constante de temps L/R en augmentant R. - augmenter la tension d'alimentation. ■ Pour que le courant s'annule rapidement, il faut dissiper l'énergie emmagasinée par la bobine en un temps très bref. <p>Le type de moteur impose la structure de l'alimentation (unipolaire ou bipolaire).</p>	<ul style="list-style-type: none"> ■ Moteur à reluctance ou moteur unipolaire à aimant permanent \Rightarrow alimentation unipolaire. <div style="text-align: center;"> </div> <ul style="list-style-type: none"> • Moteur à aimant permanent bipolaire ou moteur hybride \Rightarrow alimentation bipolaire. <div style="text-align: center;"> </div> <p>Ce montage nécessite 4 interrupteurs statiques.</p>
CIRCUIT D'ALIMENTATION BIPOLAIRE	
<p>Le pont complet est le plus utilisé.</p> <p>Schéma pour une phase du moteur.</p> <div style="text-align: center;"> </div>	<p>Exemple : Voir moteur bipolaire (mode ②) : séquences de commutation ① et ② : $i_1 > 0$ puis < 0.</p> <div style="text-align: center;"> </div>



Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- G. BORNARD, *Modélisation, contrôle vectoriel et DTC*, Edition Hermes Science, Paris, France, 2000 ;
- H. BUHLER, *Conception des systèmes automatiques*, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1988 ;
- J. P. CARON, J. P. HAUTIER, *Electrotechnique, Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone*, Edition Technip, Paris, France, 1995 ;
- R. CHAUPRADE, *Electronique de puissance : Vol. 1, Commande des moteurs à courant continu*, Eyrolles, Paris, 1984 ;
- F. CHRISTOPHE, *Génie électrique : Electronique du signal - Electronique de puissance et Electrotechnique - Automatique*, Ellipses Edition Marketing S. A, Paris, France, 2004 ;
- M. DHAOUI, L. SBITA, *Techniques de Commande Des Machines Electriques, Cours et problèmes corrigés*, Editions Universitaires Européennes, United States, Janvier 2017 ;
- G. DIDIER, T. LUBIN, F. WEINACHTER, *Électrotechnique expérimentale : Méthodes de mesure - Réseaux et machines électriques, convertisseurs statiques, sources d'énergie renouvelable - Génie électrique*, Ellipses, France, Avril 2017 ;
- H. FEROURA, *Commande DTC à fréquence constante des machines asynchrones*, Editions Universitaires Européennes, Avril 2015 ;
- C. GRELLET, G. CLERC, *Principes / Modèles / Commande*, Edition EYROLLES, Paris, France, 1997 ;
- J. P. Louis, E. Hoang, G. Feld, *Actionneurs à courant continu et synchrone autopiloté : Choix, dimensionnements, commande d'axe - Un problème de synthèse*, Hermès - Lavoisier, 2009 ;
- R. MERAT, R. MOREAU, L. ALLAY, J.P. DUBOS, J. LAFARGUE, R. Le GOFF, *Génie Electrotechnique*, Edition NATHAN, Paris, France, 1997 ;
- M. PINARD, *La Commande Electroniques des Machines*, Dunod, Paris, France, 2013 ;
- G. SEGUIER, *Electrotechnique Industrielle*, Edition LAVOISIER TEC & DOC, Paris, France, 1996 ;
- G. SEGUIER, R. BAUSSIÈRE, F. LABRIQUE, *Electronique de puissance, Structure, fonctions de base, principales applications*, Dunod, France, 2004 ;
- G. SEGUIER, F. LABRIQUE, P. DELARUE, *Electronique de puissance : Structures, commandes, applications - Cours et exercices corrigés*, 10^{ème} Edition, Dunod, Paris, France, Avril 2015 ;
- T. WILDI, G. SYBILLE, *Electrotechnique*, 4^{ème} Edition, Edition De Boeck Université Montréal, Montréal, Canada, 2005.



ANNEXES

Dimensionnement des régulateurs (PI) utilisés dans la commande vectorielle pour la MAS et la MSAP

Les régulateurs ont pour but d'améliorer les performances dynamique et statique du processus, le schéma de commande ci-dessus, Fig. 01, comporte trois boucles de régulations pour le courant I_{sd} , le flux et le couple, dans les trois cas, un régulateur PI suffit pour l'obtention des performances tout à fait satisfaisantes.

L'algorithme de ce régulateur se représente sous forme suivante :

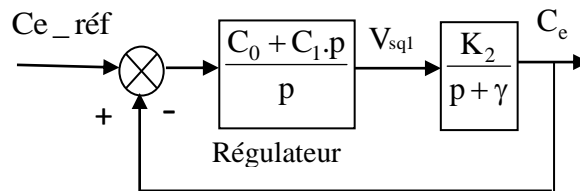
$$G(p) = \left[K_p + \frac{K_i}{p} \right] = K \cdot \left[1 + \frac{1}{\tau_n \cdot p} \right] = \frac{C_1 + C_0 \cdot p}{p} = K_p \cdot \left[\frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{p} \right] \quad (1)$$

L'utilisation d'un tel régulateur se justifie lorsque l'objectif principal est la précision du système sans remise en cause de la stabilité et de l'amortissement. En effet, la présence de l'intégrateur augmente la classe du système, le zéro permet à priori de maintenir le degré de stabilité.

- Il y a plusieurs méthodes de synthèse de ce régulateur (critère de Naslin, méthode d'optimisation des modes, la méthode de compensation du pôle dominant, ...etc.).
-

En posant ; $\gamma = \frac{R_s + R_r \cdot (M/L_r)^2}{\sigma L_s}$; $K = \frac{M}{\sigma L_r \cdot L_s}$.

❖ Réglage du couple :



Soit la boucle de courant suivante, Fig. IV.8 :

Fig. 01 Schéma fonctionnel de la régulation du couple C_e

$H(p)$: est la fonction de transfert du système

$$H(p) = \frac{K_2}{p + \gamma} \quad (2)$$

tel que : $K_2 = \frac{P \cdot L_m \cdot \Phi_{ref}}{\sigma L_s L_r}$ (3)

$C(p)$: est la fonction de transfert du correcteur

$$C(p) = K_{p1} \cdot \left(\frac{p + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{p} \right) \quad (4)$$

Compensant le pôle dominant consiste à poser

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \gamma \quad (5)$$

D'une manière à simplifier le pôle dominant du système, on aura alors :

$$K_{i1} = \gamma \cdot K_{p1} \quad (6)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera en premier ordre avec une constante du temps :

$$\tau_1 = \frac{1}{K_{p1} \cdot K_2} \quad (7)$$

Donc pour un temps de réponse imposé t_{rep} C'est à dire :

$$K_{p2} = 5 \cdot \frac{\sigma L_s \cdot M \cdot \Phi_{ref}}{P \cdot M \cdot \Phi_{ref} \cdot t_{rep}} \quad (8)$$

❖ Réglage du flux Φ_r :

La boucle du flux est, Fig. IV.9 :

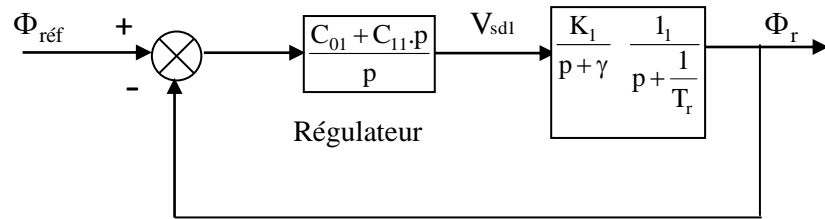


Fig. IV. 9 Schéma fonctionnel de la régulation du flux Φ_r

Tel que :

$$K_1 = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \quad (9)$$

$C(p)$ Est la fonction de transfert du correcteur

$$C(p) = K_{p1} \left[\frac{p + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{p} \right] \quad (10)$$

$$\text{Compensant le pôle dominant consiste à poser } \frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{1}{T_r} \quad (11)$$

Donc on aura l'équation caractéristique du système :

$$Q(s) = 1 + \frac{\gamma}{K_{p1} K_1} p + \frac{\gamma}{K_{p1} K_1} p^2 \quad (12)$$

Qui possède une dynamique de 2^{em} ordre qui est

$$1 + \left(2 \cdot \frac{\varepsilon_0}{\omega_0} \right) s + \frac{1}{\omega_0} p^2 \quad (13)$$

Tel que :

ε_0 : coefficient d'amortissement.

ω_0 : Pulsation propre du système.

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{\omega_0^2} &= \frac{1}{K_{p1} K_1} \\ \frac{2\delta_0}{\omega_0} &= \frac{\gamma}{K_{p1} K_1} \end{aligned} \right\} \text{Donc } K_{p1} = \frac{\gamma^2}{K_1 (2\varepsilon_0)^2} \quad (14)$$

❖ **Contrôle de la vitesse**

Dans les conditions du contrôle des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu, ce qui facilite la conception du contrôle de la vitesse, soit alors la boucle de vitesse suivante, Fig. IV.10 :

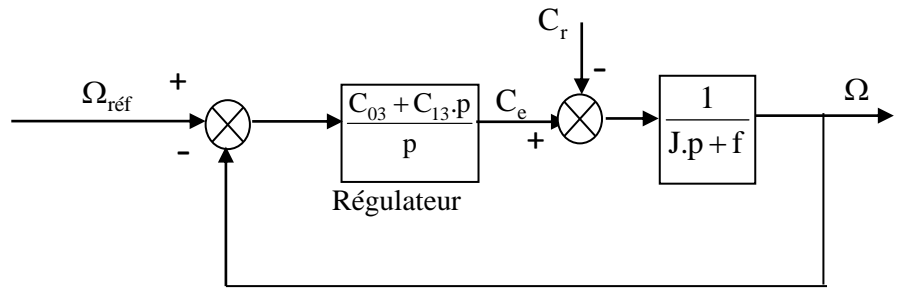


Fig. IV.10 Schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse Ω

Le polynôme caractéristique est :

$$\text{Alors : } \Omega = \frac{1}{J.p + f} \cdot \frac{K_{p3} \cdot p + K_{p3}}{p} \cdot (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{J.p + f} \cdot C_e$$

$$\text{Donc } \Omega = \frac{K_{p3} \cdot p + K_{p3}}{1 + (K_{p3} + f)p + J.p^2} \Omega_{ref} - \frac{p}{1 + (K_{p3} + f)p + J.p^2} \cdot C_e \quad (15)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{em} ordre ;

Donc l'équation caractéristique a la forme suivante :

$$1 + \left(2 \frac{\varepsilon_0}{\omega_0} \right) p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2 \quad (16)$$

$$\text{Où ; } \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{J}{K_{i3}} \quad (17)$$

$$\frac{2\delta_0}{\omega_0} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (18)$$

Ou bien on peut prendre $\tau = \frac{L_s}{R_s}$, qui caractérise la dynamique du couple

$$\text{Donc } K_i = \frac{2 \cdot J}{\tau^2} \text{ et } K_p = K_i \cdot \tau \quad (19)$$